

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DESENVOLVIMENTO DE UMA UNIDADE DE TRATAMENTO DO
SINAL DE FOTODETETORES DE POSIÇÃO CONTÍNUOS

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE
SANTA CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

JOÃO DA SILVA DIAS

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1990

DESENVOLVIMENTO DE UMA UNIDADE DE TRATAMENTO DO
SINAL DE FOTODETETORES DE POSIÇÃO CONTÍNUOS

JOÃO DA SILVA DIAS

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA

ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, SISTEMAS DE CIRCUITOS,
E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

Carlos I. Zanchin

Prof. CARLOS INÁCIO ZANCHIN, M.Sc.

Orientador

João Pedro Assumpção Bastos
Prof. JOÃO PEDRO ASSUMPCÃO BASTOS, Dr. D'Etat
Coordenador do Curso

BANCA EXAMINADORA

Carlos I. Zanchin

Prof. CARLOS INÁCIO ZANCHIN, M.Sc.

Presidente

Hermann Adolf Harry Lücke

Prof. HERMANN ADOLF HARRY LÜCKE, Dr. Ing.

Carlos Alberto Schneider

PROF. CARLOS ALBERTO SCHNEIDER, Dr. Ing.

Walter Celso de Lima

Prof. WALTER CELSO DE LIMA, D.Sc., L.D.

À minha esposa CRISTIANE

Aos meus pais GIL E MARIA ALICE

Aos meus irmãos JÚLIO E LUCÍLIA

AGRADECIMENTOS

- Ao Prof. Carlos Inácio Zanchin pela valiosa colaboração na orientação deste trabalho;
- Ao Eng^o Manuel Steidle pelas sugestões e auxílio;
- Ao acadêmico Adilson Loffi Guzatti pelo auxílio nas montagens e testes;
- À Fundação CERTI e LABMETRO pelo apoio através da infraestrutura;
- À ELETROSUL pelo apoio fornecido através da infraestrutura e equipe técnica do laboratório de Manutenção de Sistemas na realização de alguns ensaios de calibração;
- À Gladis pelos desenhos e a Dirce e Elizete pela confecção das referências bibliográficas;
- A todos os colegas da Fundação CERTI e LABMETRO que, de alguma forma, viabilizaram este trabalho, em particular ao:

Eng^o Marcelo F. Guimarães

Eng^o Antônio C. Zimmermann

Eng^o Julio da S. Dias

Eng^o Carlos H. Assuiti

Walter A. Kapp

SUMÁRIO

	página
Índice de figuras.....	ix
Simbologia.....	xiii
Resumo.....	xvi
Abstract.....	xvii

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - Considerações iniciais.....	01
1.2 - Importância da determinação das coordenadas de um ponto luminoso.....	02
1.3 - Proposta de trabalho.....	04

CAPÍTULO 2

ANALISE FUNCIONAL DA UNIDADE DE TRATAMENTO DO SINAL

2.1 - Introdução.....	06
2.2 - Visão geral do medidor de deslocamentos.....	06
2.2.1 - Módulo fonte luminosa.....	08
2.2.2 - Módulo transdutor.....	14
2.2.3 - Módulo unidade de tratamento do sinal(UTS).....	14
2.2.4 - Módulo normalização e processamento.....	15
2.2.5 - Módulo indicador/registrador.....	16
2.2.6 - Função ideal desejada.....	16

CAPÍTULO 3

FOTODETETORES DE POSIÇÃO CONTÍNUOS

3.1 - Introdução.....	19
3.2 - Análise operacional do fotodetector de posição contínuo	19
3.3 - Circuito equivalente do fotodetector.....	20
3.4 - Principais parâmetros e fontes de erro.....	23
3.4.1 - Modo de operação.....	23
3.4.2 - Corrente de escuro.....	25
3.4.3 - Linearidade da resposta.....	25
3.4.4 - Ruído.....	26
3.4.5 - Sensibilidade.....	29
3.4.6 - Efeitos de temperatura.....	29

CAPÍTULO 4

PROJETO DA UNIDADE DE TRATAMENTO DO SINAL

4.1 - Introdução.....	32
4.2 - Especificação dos requisitos da UTS.....	32
4.3 - Especificação do fotodetector.....	35
4.4 - Projeto do bloco amplificador transimpedância.....	35
4.4.1 - Operação ideal não compensado.....	36
4.4.2 - Operação não ideal.....	38
a) Comportamento estático.....	38
b) Comportamento quanto a estabilidade.....	48
c) Função ideal compensada.....	61
d) Operação dinâmica	62
e) Cálculo da contribuição de ruído.....	66

4.5 - Projeto do bloco filtro passa baixa.....	79
4.5.1 - Cálculo dos componentes externos do filtro.....	80
4.5.2 - Cálculo da contribuição de ruído do filtro.....	82
4.6 - Projeto dos blocos de soma e diferença.....	82
4.6.1 - Cálculo da contribuição de ruído.....	84
4.7 - Análise teórica dos erros da UTS acoplada ao fotodetector.....	85

CAPÍTULO 5

PLANEJAMENTO E EXECUÇÃO DO ENSAIO

5.1 - Parâmetros que influenciam o comportamento metrológico e funcional.....	94
5.1.1 - Laser.....	94
5.1.2 - Ambiente.....	94
5.1.3 - Folgas mecânicas.....	95
5.2 - Seleção do ensaio.....	95
5.2.1 - Ensaio A: Comportamento metrológico do medidor de deslocamentos.....	95
a) Objetivos.....	95
b) Avaliação das grandezas envolvidas.....	96
c) Montagem do ensaio.....	96
d) Procedimento de ensaio.....	96
e) Equipamentos utilizados.....	98

CAPÍTULO 6

RESULTADOS E ANÁLISE DO ENSAIO

6.1 - Introdução.....	100
6.2 - Apresentação e análise dos resultados.....	100
6.2.1 - Ensaio A: Levantamento das características	
metrológicas do medidor de deslocamentos.....	100
a) Planilha de dados brutos.....	100
b) Planilha de dados processados.....	101
c) Representação gráfica dos erros.....	102
d) Análise dos resultados.....	103
6.3 - Análise de erros da UTS.....	103

CAPÍTULO 7

Conclusão.....	107
Referências Bibliográficas.....	111

CAPÍTULO 6

RESULTADOS E ANÁLISE DO ENSAIO

6.1 - Introdução.....	100
6.2 - Apresentação e análise dos resultados.....	100
6.2.1 - Ensaio A: Levantamento das características metrológicas do medidor de deslocamentos.....	100
a) Planilha de dados brutos.....	100
b) Planilha de dados processados.....	101
c) Representação gráfica dos erros.....	102
d) Análise dos resultados.....	103
6.3 - Análise de erros da UTS.....	103

CAPÍTULO 7

Conclusão.....	107
Referências Bibliográficas.....	111

ÍNDICE DE FIGURAS

	página
Figura 1 - Sistema de ensaio de retilidade.....	03
Figura 2 - Medidor de deslocamentos pelo princípio da triangulação.....	04
Figura 3 - Triangulação óptica.....	07
Figura 4 - Relação objeto imagem na triangulação óptica.....	08
Figura 5 - Esquema detalhado do medidor de deslocamentos.....	10
Figura 6 - Divergência natural do feixe do laser em um ressoador confocal.....	12
Figura 7 - Instabilidade espacial do laser HeNe.....	13
Figura 8 - Função de transferência típica.....	21
Figura 9 - Fotodetetores de posição contínuos.....	21
Figura 10 - Circuito equivalente do fotodetector.....	22
Figura 11 - Fotodetector no modo fotovoltaico.....	24
Figura 12 - Fotodetector no modo fotocondutivo.....	25
Figura 13 - Resposta espectral típica do silício.....	31
Figura 14 - Variação da sensibilidade com a temperatura e comprimento de onda.....	31
Figura 15 - Diagrama de blocos do módulo transdutor e UTS.....	32
Figura 16 - Principais parâmetros que afetam a potência luminosa incidente no fotodetector.....	33
Figura 17 - Fotodetector de posição contínuo LSC 30 D.....	35

Figura 18	- Configuração básica do bloco amplificador.....	37
Figura 19	- Função de transferência da operação ideal.....	38
Figura 20	- Modelo do fotodetector para baixas frequências.....	39
Figura 21	- Modelo do amplificador operacional para baixas frequências.....	39
Figura 22	- Circuito completo do bloco amplificador e fotodetector para análise em baixas frequências.....	41
Figura 23	- Circuito para análise do comportamento do amplificador quanto a fotocorrente (I).....	42
Figura 24	- Comparação da função de transferência ideal de I com relação a operação não ideal.....	44
Figura 25	- Função de transferência em função da corrente de polarização do amplificador operacional (I_-).....	55
Figura 26	- Circuito para análise da tensão de desvio.....	56
Figura 27	- Função de transferência em função da tensão de desvio do amplificador operacional (V_{os}).....	48
Figura 28	- Modelo do fotodetector para análise da operação dinâmica.....	49
Figura 29	- Modelo do amplificador operacional para análise da operação dinâmica.....	49
Figura 30	- Circuito completo do bloco amplificador e fotodetector para análise da estabilidade.....	50
Figura 31	- Diagrama de Bode, do módulo e fase, da função de ganho da malha de realimentação ($a\beta$) não compensado.....	54
Figura 32	- Circuito para análise do ganho de malha no amplificador compensado.....	55
Figura 33	- Diagrama de Bode, do módulo e fase, da função de ganho da malha de realimentação ($a\beta$) compensado.....	58

Figura 34 - Modelo dos blocos amplificador e fotodetector para análise da resposta frequencial.....	62
Figura 35 - Diagrama de Bode do módulo da função de transferência real e ideal compensadas	65
Figura 36 - Diagrama de Bode de fase da função de transferência real e ideal compensadas.....	65
Figura 37 - Circuito do amplificador operacional para análise do ruído.....	66
Figura 38 - Módulo do ganho de ruído A_n	71
Figura 39 - Impedância na entrada inversora.....	73
Figura 40 - Resultado dos cálculos do ruído na saída do amplificador.....	75
Figura 41 - Configuração não inversora do filtro UAF 41.....	79
Figura 42 - Configuração do INA 105 KP para o bloco de soma.....	83
Figura 43 - Configuração do INA 105 KP para o bloco diferenciador.....	84
Figura 44 - Variação do erro com a potência luminosa.....	93
Figura 45 - Montagem do ensaio A.....	97

SIMBOLOGIA

A/D	conversor analógico-digital
A _{vo}	ganho de malha aberta do amplificador operacional
a _β	função de ganho da malha de realimentação
A _n	ganho do ruído
B	largura de faixa [Hz]
C _j	capacitância de junção do fotodetector [F]
C _f	capacitância de realimentação [F]
C _i	capacitância de modo comum do amplificador operacional [F]
FD	fotodetector de posição contínuo
FEG	fator de erro de ganho
β	frequência [Hz]
G _E	função densidade espectral de potência da tensão de ruído [V ² /Hz]
G _I	função densidade espectral de potência da corrente de ruído [A ² /Hz]
I _{x1}	fotocorrente no eletrodo x ₁
I	corrente gerada pela luminosidade incidente sobre o fotodetector [A]
I _r	corrente de ruído térmico [A]
I _s	corrente de ruído de disparo [A]
I _d	corrente de escuro [A]
I ₋	corrente de polarização da entrada inversora do amplificador operacional [A]
I ₊	corrente de polarização da entrada não inversora do amplificador operacional [A]
I _B	corrente de polarização do amplificador operacional [A]

I_{os}	corrente de desvio do amplificador operacional [A]
K	constante de Boltzman ($1,37 \times 10^{-23}$ J/K)
K_{e1}	ruído 1/f de tensão [V]
K_{e2}	ruído branco de tensão [$V/Hz^{1/2}$]
K_{i1}	ruído 1/f de corrente [A]
K_{i2}	ruído branco de corrente [$A/Hz^{1/2}$]
MUX	multiplexador
$M(\varphi)$	margem de fase (graus)
P.B.	filtro passa baixa
P_L	potência luminosa [W]
q	carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19}$ C)
R_L	resistência de carga [Ω]
R_j	resistência de junção do fotodetector [Ω]
R_s	resistência série do fotodetector [Ω]
R_f	resistência de realimentação [Ω]
R_i	resistência de modo comum do amplificador operacional [Ω]
R_o	resistência de saída do amplificador operacional [Ω]
S/H	"sample and hold"
S_b	sensibilidade do fotodetector [A/W]
T	temperatura absoluta [K]
UTS	unidade de tratamento do sinal
UCP	unidade central de processamento
V_{x1}	tensão devido a fotocorrente I_{x1} [V]
V_s	tensão de saída no circuito [V]
V_S	tensão de saída do módulo de soma [V]
V_{os}	tensão de desvio do amplificador operacional [V]
V_d	tensão diferencial do amplificador operacional [V]
V_D	tensão de saída do módulo de diferença [V]

V_n	tensão de ruído [V, rms]
V_{AO}	tensão de ruído devido ao amplificador operacional [V, rms]
V_{nr}	tensão de ruído devido ao resistor de realimentação [V, rms]
V_{nF}	tensão de ruído devido ao bloco do filtro [V, rms]
ω_o	frequência de corte do amplificador operacional em aberto [rad/s]
ω_c	frequência de cruzamento de $a\beta$ [rad/s]
ω_i	frequência [rad/s]
x_i	eletrodo i do fotodetetor
Z_F	impedância de realimentação [Ω]
Z_i	impedância de modo comum do amplificador operacional [Ω]
Z_j	impedância de junção do fotodetetor [Ω]
λ	comprimento de onda [m]

RESUMO

Este trabalho visa desenvolver e testar uma unidade de tratamento de sinais para fotodetetores de posição contínuos, de tal forma que seja possível determinar a posição de um ponto luminoso sobre o fotodetetor a partir do sinal em corrente deste. Sendo parte deste trabalho um estudo detalhado da contribuição de ruído de cada bloco que compõem a unidade de tratamento de sinal.

Em virtude da necessidade de levantar os requisitos mínimos para projetar o circuito de tratamento, foi escolhido o medidor de deslocamentos pelo princípio da triangulação como aplicação básica, sendo a escolha realizada devido aos requisitos de níveis do sinal luminoso serem bastante críticos, e a reflexão difusa sobre a superfície.

A unidade de tratamento do sinal consiste dos blocos amplificador de transimpedância, filtros, soma e diferença. Além da amplificação, essa unidade tem por função fornecer os sinais apropriados para que seja possível amenizar as influências da variação de potência da fonte luminosa e do ruído, através da normalização dos sinais obtidos do fotodetetor. Os testes metrológicos da unidade de tratamento do sinal apresentaram uma dispersão melhor que $\pm 20 \mu\text{m}$ com uma potência luminosa incidente sobre o fotodetetor de $14 \mu\text{W}$.

ABSTRACT

In this work a data conditioning unit for a continuous position photodetector was developed and tested making it possible to determine the position of a shining point on the photodetector based on the sensor's electric current. Due to the need of determining the minimum project requirements of the conditioning circuit, displacement measurement system was selected. This measurement system was selected because the light signal levels requirements were critical due to diffuse reflection presented by the observed surface.

The signal conditioning unit consists of a transimpedance amplifier, filters, adder and subtractor. Besides amplification, this unit provides appropriate signals to reduce the influences of noise and power variations of the light source by means of fotodetectors' signal normalization. The metrological tests of the signal conditioning unit presented a dispersion better than $\pm 20 \mu\text{m}$ when using on incident light power of $14 \mu\text{W}$ on the fotodetector.

1 - INTRODUÇÃO

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O desenvolvimento industrial tem forçado uma vertiginosa renovação tecnológica dos parques industriais, visando alcançar seus objetivos de elevar a produtividade, a qualidade e em paralelo a redução dos custos. O crescente desenvolvimento tecnológico tem contribuído de forma significativa para alcançar esses objetivos, através de máquinas mais velozes e instrumentos de medição e inspeção mais eficientes e automatizáveis/1,2/.

Dentro das tecnologias que mais tem-se destacado e desenvolvido nos últimos anos está a optoeletrônica, que iniciou uma importante etapa no início da década de 60, com o advento do laser. Porém, os custos iniciais e as limitações técnicas desses componentes tornavam proibitiva as aplicações no meio produtivo, ficando restrito aos laboratórios de pesquisa. Já no início da década de 80, com o desenvolvimento e redução dos custos dos componentes optoeletrônicos, viabilizou-se o desenvolvimento de muitos sistemas necessários ao meio produtivo/3,4/.

As características dos sistemas de medição que operam por princípios optoeletrônicos reúnem vantagens como: ausência de contato mecânico, alta precisão, elevada velocidade de medição/inspeção, grande versatilidade, facilidade de manuseio e automação. O que permite a aplicação dessa tecnologia em sistemas de medição, onde os convencionais não são recomendados ou inviáveis de serem utilizados como: indústria têxtil, indústria alimentícia, medições de materiais plásticos quentes e na indústria metal

mecânica nas medições de peças em movimento/5/.

Dentre os muitos princípios optoeletrônicos de medição, a determinação da posição e/ou identificação das coordenadas de um ponto no espaço, tem-se tornado importante principalmente devido as suas aplicações em processamento de imagens, digitalização de sólidos por varredura a laser, ensaios de retilidade e a medição de deslocamentos/6,7,8/.

1.2 - IMPORTÂNCIA DA DETERMINAÇÃO DAS COORDENADAS DE UM PONTO LUMINOSO

A determinação das coordenadas de um ponto luminoso faz parte do princípio de operação de inúmeros sistemas de medição (SM). Na área das grandezas mecânicas existem muitos SM que operam dessa forma. Porém, dois deles se destacam pela gama de aplicações, precisão e versatilidade, além das vantagens conferidas pela tecnologia optoeletrônica. Sendo eles: sistema de ensaio de retilidade e o medidor de deslocamentos pelo princípio da triangulação/6,9/.

O sistema de ensaios de retilidade (SER), utiliza-se da determinação das coordenadas de um ponto luminoso, para obter o deslocamento transversal relativo, entre o fotodetector e uma reta de referência, estabelecida por um feixe de luz colimado. A figura 1 mostra o SER, composto pela unidade geradora da reta padrão, fotodetector de posição biaxial, unidade de tratamento do sinal (UTS), unidade de aquisição de sinais/indicador, microcomputador (opcional para controlar as demais unidades e/ou processamento dos dados) e a unidade geradora de relatórios (impressora).

Basicamente esse sistema opera pela incidência da reta padrão, feixe de laser, sobre o fotodetector de posição biaxial, cujos sinais elétricos fornecidos são proporcionais à posição do ponto luminoso em sua superfície. A

retilinidade é obtida pela medição com o fotodetector em diversas posições da peça ou trajetória sob ensaio.

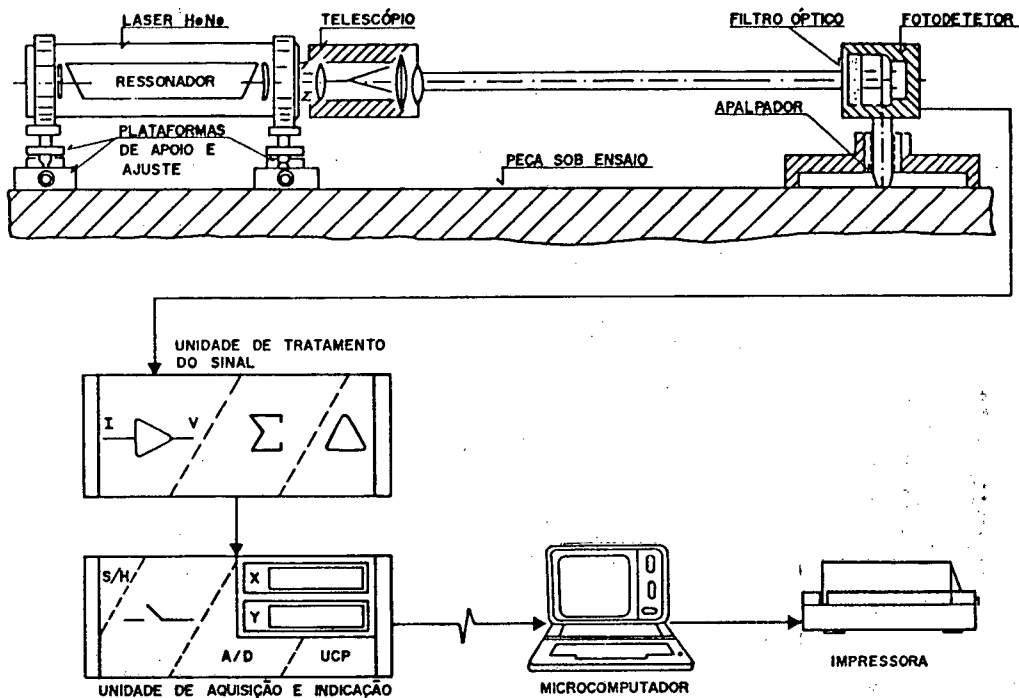


FIGURA 1 - Sistema de ensaio de retilidade

Esse sistema tem larga aplicação nos ensaios geométricos de superfícies, trajetórias e ortogonalidade/7/, normalmente realizados em máquinas ferramentas, padrões geométricos (régua, esquadro), estruturas, máquinas de medir por coordenadas e componentes mecânicos/10/.

Outro sistema que se utiliza da determinação das coordenadas de um ponto luminoso para executar a medição de grandezas mecânicas, é o medidor de deslocamentos que opera pelo princípio da triangulação. Esse sistema, figura 2, consiste em incidir um ponto luminoso sobre a superfície em estudo e, através de uma lente, conjugar a imagem desse ponto sobre a superfície de um fotodetector de posição uniaxial.

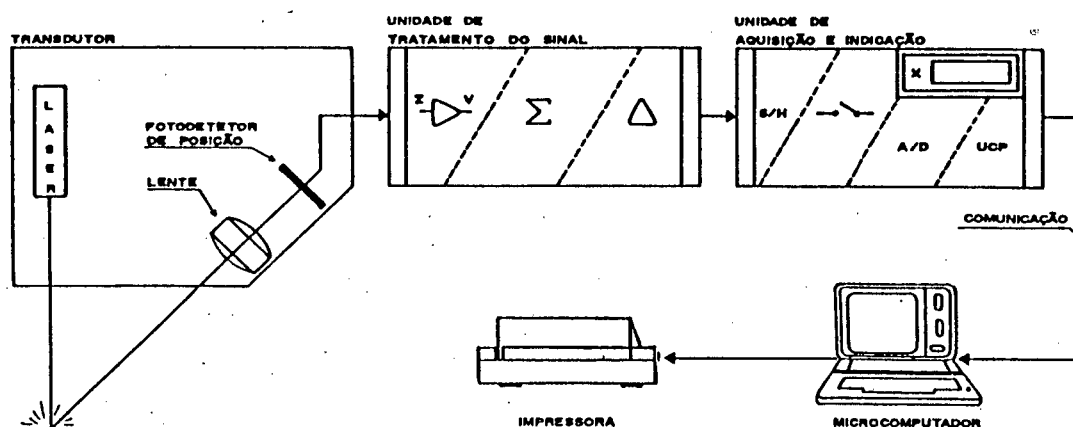


FIGURA 2 - Medidor de deslocamentos pelo princípio da triangulação

Os deslocamentos da superfície sob estudo serão acompanhados pelo ponto luminoso e, conseqüentemente, pela imagem desse ponto, conjugada sob a superfície do fotodetector, o que permite quantificar o deslocamento ou a variação da distância da superfície ao medidor. As aplicações do medidor de deslocamentos são muitas, podendo-se citar como as principais a medição de: deslocamento, variação da posição de uma superfície, vibração, espessura (de papel, plástico e formas geométricas), nível, além de balanceamento, perfilometria, e sistemas de posicionamento/11,12/.

1.3 - PROPOSTA DE TRABALHO

Evidenciada a modernidade, facilidades e importância dos sistemas de medição de grandezas mecânicas, que operam por princípios optoeletrônicos, serão abordados, a seguir, os objetivos do presente trabalho. Dentro do escopo exposto acima, foi identificado e caracterizado, no item anterior, dois importantes sistemas de medição de grandezas mecânicas, que têm como

princípio básico de operação a determinação da posição espacial de um ponto luminoso.

O objetivo principal do presente trabalho é o estudo e desenvolvimento de uma unidade de tratamento do sinal (UTS) de fotodetetores de posição contínuos, com o intuito de determinar o deslocamento de uma superfície sem o contato mecânico, ou seja, por princípios optoeletrônicos.

Outra contribuição a ser alcançada com esse trabalho, será o estudo dos erros de cada bloco eletrônico constituinte da UTS. Esse estudo tem por objetivo conhecer: o desempenho da UTS, os blocos com maior contribuição na cadeia de erros e por último, levantar as condições operacionais e metrológica da UTS.

A UTS deverá: captar sinais luminosos de baixa intensidade, amplificar o sinal em corrente do fotodetector, convertê-lo em tensão e fornecer as informações relativas ao deslocamento do ponto luminoso sobre o fotodetector, com erro máximo da ordem da dezena de micrometros, erro esse apenas da UTS, desconsiderando o erro do fotodetector e demais módulos que compõem o sistema.

No capítulo 2 é escolhida uma aplicação para que seja possível levantar os requisitos funcionais, necessários à especificação da UTS e do fotodetector. O capítulo 3 abordará, de forma detalhada, os fotodetetores de posição contínuos, visando uma melhor compreensão de seus parâmetros, aspectos funcionais, fontes de erro e as características elétricas que completarão os requisitos necessários à especificação da UTS. O capítulo 4 é destinado ao projeto da unidade de tratamento do sinal, e no capítulo 5 será executado o planejamento do ensaio, necessário à determinação e conhecimento das características metrológicas da UTS. Os resultados e análise dos dados obtidos no ensaio é apresentado no capítulo 6.

2 - ANÁLISE FUNCIONAL DA UNIDADE DE TRATAMENTO DO SINAL

2.1 - INTRODUÇÃO

Existem vários SM que envolvem ou necessitam da determinação da posição de um ponto luminoso. No capítulo anterior, foram abordados de forma sucinta dois SM, cuja única semelhança reside na forma de determinar a posição de um ponto luminoso, e mesmo neste caso o SER necessita de dois eixos cartesianos e a potência luminosa incidente é elevada, enquanto que o medidor de deslocamentos necessita de apenas um eixo cartesiano e a potência luminosa é reduzida.

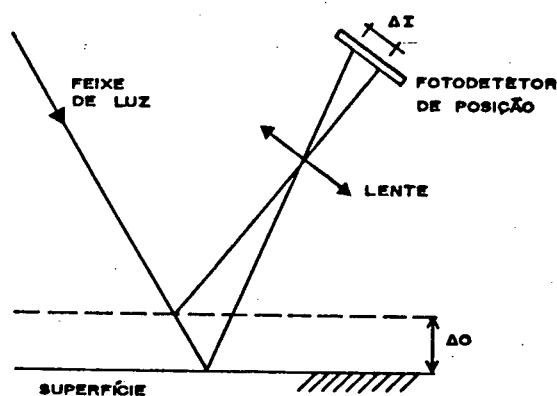
A fim de obter as condições de contorno, que tornam possível a completa especificação do transdutor optoeletrônico de determinação da posição do ponto luminoso, é necessário fixar uma aplicação. A escolhida foi o medidor de deslocamentos, pelo fato de possuir requisitos mais críticos devido à baixa potência luminosa do ponto, consequência direta da reflexão difusa sobre a superfície do objeto em estudo.

A seguir, será dada uma visão geral do medidor de deslocamentos, bem como dos módulos que o compõem, sendo que a maior ênfase e importância será dada aos módulos que tratam do fotodetector, amplificador, filtro, soma e diferença dos sinais. Isso porque, estes fazem parte do objetivo principal deste trabalho.

2.2 - VISÃO GERAL DO MEDIDOR DE DESLOCAMENTOS

Esse sistema de medição se destina a medição de deslocamentos ou variação da distância de uma dada superfície em relação ao medidor.

Dentre os vários princípios existentes/4,13,14/, será abordado o sistema que utiliza o princípio da triangulação, conforme mostra a figura 3.



ΔO = VARIAÇÃO DA POSIÇÃO DO OBJETO

ΔI = VARIAÇÃO DA POSIÇÃO DA IMAGEM

FIGURA 3 - Triangulação óptica.

Os medidores de deslocamentos que operam por esse princípio, baseiam-se na incidência de um feixe de luz sobre a superfície do objeto, com isso consegue-se formar um ponto que reflete luz de maneira difusa. Através de uma lente, é possível conjugar a imagem puntual sobre a superfície de um plano. Quando houver um deslocamento da superfície do objeto e, consequentemente, do ponto luminoso sob sua superfície, a imagem puntual conjugada sobre o plano terá um deslocamento proporcional ao do ponto sobre a superfície do objeto. Colocando-se um fotodetector de posição no plano onde é conjugada a imagem do ponto, figura 3, e através da magnificação da lente, determina-se o deslocamento real do objeto, conforme exposto na figura 4.

Após a aquisição e transformação do sinal luminoso em sinal elétrico, realizado pelo fotodetector, esse sinal em corrente é amplificado, convertido em tensão e tratado por uma eletrônica apropriada, visando melhorar a relação sinal-ruído e eliminar/atenuar perturbações indesejáveis, provenientes principalmente da fonte luminosa.

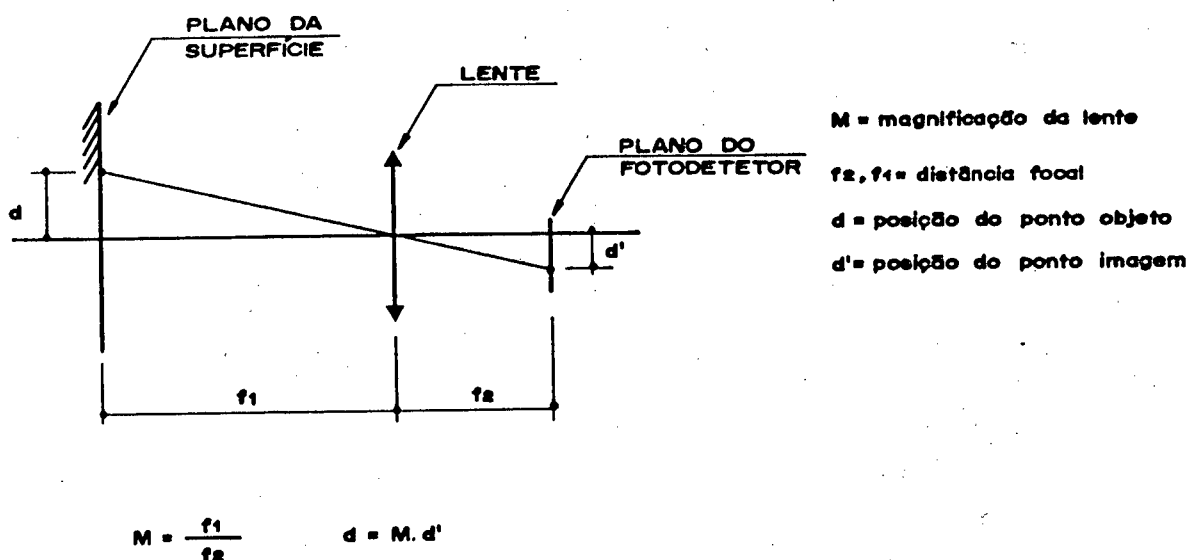


FIGURA 4 - Relação objeto imagem na triangulação óptica

A figura 5 mostra o esquema detalhado do medidor de deslocamentos, subdividido em módulos.

2.2.1 - MÓDULO FONTE LUMINOSA

Na execução prática dos experimentos foi utilizado como fonte luminosa um laser de HeNe de 632,8 nm, diâmetro do feixe 1,08 mm ($1/e^2$), polarizado, divergência de 0,4 mrad, potência de 3 mw, fabricado pela Optoeletrônica/15,16/.

No entanto, vários tipos de fontes luminosas podem ser utilizadas/1/, como é o caso do laser semiconductor/17,18,19/ que devido ao progresso tecnológico desses dispositivos, aliado a suas características técnicas, vem substituindo os lasers HeNe em muitas aplicações/4/.

A seguir, serão abordados os principais requisitos da fonte luminosa, que influenciam diretamente nas características do ponto luminoso sobre a superfície do objeto; bem como as possíveis fontes de erros advindas da utilização do laser HeNe como fonte luminosa/20/. É importante frisar que a utilização do laser HeNe se deve a uma escolha dentre as fontes disponíveis. A melhor opção técnica seria pelo laser semiconductor/11, 13/.

Os principais requisitos da fonte luminosa são:

a) Alta potência luminosa:

Pelo fato da luz retornar difusa da superfície dos objetos, nos quais o medidor de deslocamentos é aplicado, somente uma pequena parcela da potência luminosa incidente sobre a peça é focalizada sobre o fotodetector. Verificou-se que a potência da luz que retorna sobre o fotodetector, no protótipo no qual foram feitos os testes, varia de 0,003 a 0,9% da potência incidente sobre a superfície do fotodetector, utilizando-se uma superfície de aço alisada e com o laser incidindo perpendicularmente à superfície, sendo que essas potências percentuais foram obtidas fazendo o módulo transdutor (lente e fotodetector) variar de um ângulo próximo a 0° em relação a normal até próximo a 90° . Obtendo, dessa forma, a máxima e a mínima potência incidente sobre o fotodetector, respectivamente. Quanto mais baixa for essa potência, pior será a relação sinal ruído obtida no conjunto fotodetector e UTS.

O laser HeNe, devido à emissão estimulada, apresenta elevados níveis de densidade de potência. Tipicamente, a densidade de potência desse laser varia de poucos mW/mm^2 à centena de mW/mm^2 /21/.

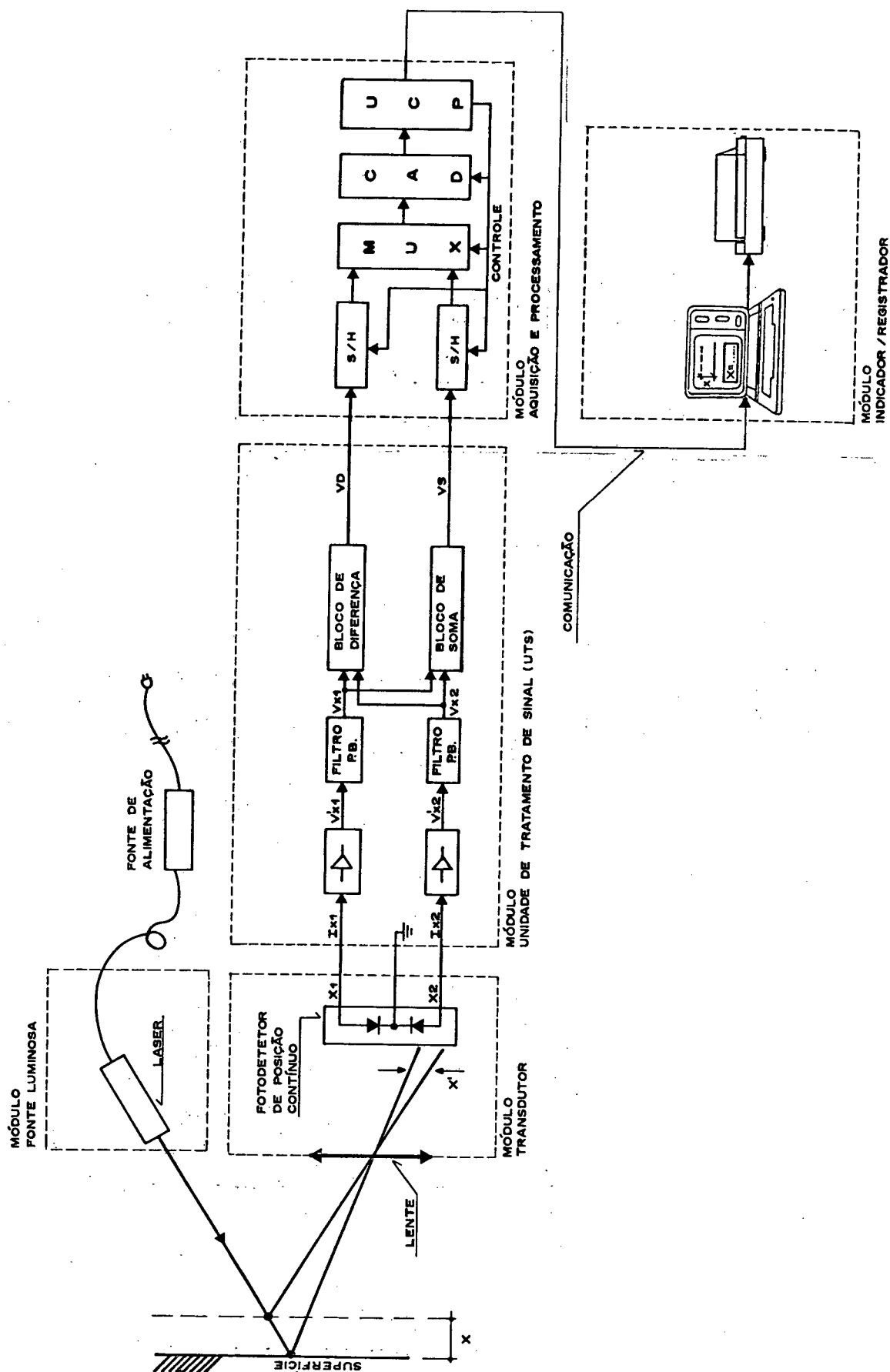


FIGURA 5 - Esquema detalhado do medidor de deslocamentos

b) Diâmetro do feixe constante:

O diâmetro do feixe deve ser mantido estável sobre a superfície do objeto e constante ao longo da faixa de operação do sistema. Variações do diâmetro, nesses dois casos, serão transportados para a superfície do fotodetector, que devido a não homogeneidade dessa superfície, acarretará variações da sensibilidade.

O laser HeNe apresenta o diâmetro do feixe relativamente estável em um plano fixo. Porém, devido à divergência do feixe/22/, figura 6, o diâmetro aumenta à medida que se afasta da fonte laser, equações 1 e 2, onde r_0 é o diâmetro mínimo no centro do ressoador confocal/20,23/, L é o comprimento do ressoador, λ é o comprimento de onda do laser e z é a distância na qual se quer calcular o diâmetro $r(z)$, sendo medido a $1/e^2$ do valor máximo da irradiância/16,24/.

$$r_0 = (L \cdot \lambda / 2 \cdot \pi)^{1/2} \quad (1)$$

$$r(z) = r_0 \left[1 + \left(\frac{\lambda \cdot z}{\pi \cdot r_0^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2)$$

Como a faixa de operação máxima do medidor de deslocamentos está em torno de 10 mm, pode-se desprezar a variação do diâmetro ao longo da faixa de operação.

DIFRAÇÃO NATURAL DO FEIXE LASER

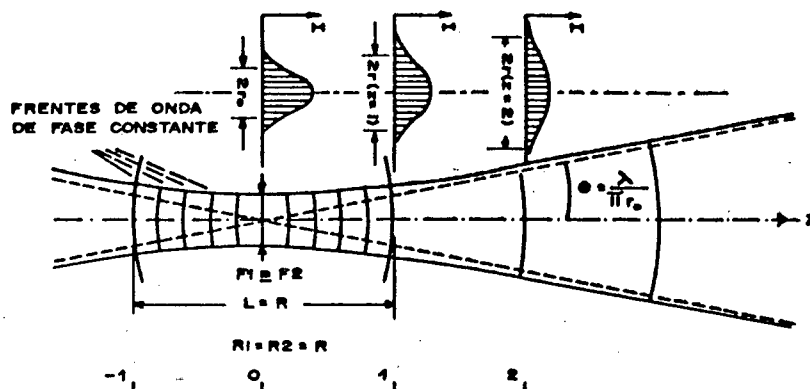


FIGURA 6 - Divergência natural do feixe laser num ressoador confocal

c) Estabilidade espacial:

Qualquer variação da posição espacial do ponto luminoso, sobre a superfície do objeto, será interpretada pelo fotodetector como deslocamento da superfície, sendo a magnitude do erro proporcional a variação da posição espacial do ponto.

No caso do laser HeNe, há duas componentes muito importantes que afetam a estabilidade espacial do ponto luminoso/6,25/, que são a variação paralela (VP) e a variação angular (VA)/20/. Ambas são esquematizadas na figura 7.

Devido às influências da VA aumentarem à medida que se afasta da fonte laser e a VP ser constante, recomenda-se trabalhar o mais próximo possível da fonte.

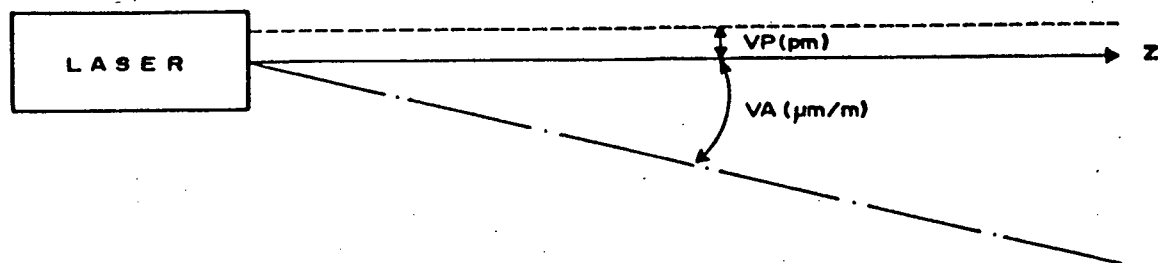


FIGURA 7 - Instabilidade espacial do laser HeNe

d) Estabilidade da potência:

A captação da posição do ponto luminoso, com fotodetetores de posição contínuos, é feita a partir da potência luminosa incidente sobre o fotodetector, o que torna necessário uma elevada estabilidade da potência, a fim de amenizar essas influências/26,27/.

O laser apresenta muita instabilidade na potência, oriunda principalmente, das causas de natureza mecânica, física, térmica e elétrica/6,20,26/. Por ser esse um problema dos mais graves para a maioria das aplicações que envolvam o laser HeNe, é comum a utilização da normalização dos sinais obtidos do fotodetector como forma de amenizar essas influências/36,46,33/. Nos próximos capítulos será abordado de forma mais detalhada o processo de normalização, a partir de um detalhamento do funcionamento do fotodetector e consequentemente da especificação da UTS.

Dentro do escopo deste trabalho, não se tem por objetivo estudar os tipos e procedência das instabilidades de potência/28,29,30/, e sim, a partir da premissa de que esse fator existe e é relevante, projetar, implementar e testar um circuito que, além dos objetivos já expostos, cancele e/ou amenize ao máximo essas influências.

2.2.2 - MÓDULO TRANSDUTOR:

É composto pela lente e pelo fotodetector. Sendo objetivo da lente conjugar a imagem do ponto luminoso, presente na superfície do objeto, sob a área ativa do fotodetector (figura 3). Por sua vez, o fotodetector deve converter o deslocamento do ponto luminoso, sob sua superfície, em sinal elétrico correspondente a esse deslocamento.

O medidor de deslocamentos exige a informação de apenas um eixo cartesiano, ao contrário do SER que necessita de dois eixos. Determinar a posição de um ponto luminoso em um único eixo pode ser executado por fotodetectores de posição contínuos/31,32,33/ e pelos CCD (charge couple device) array/34,35/. Porém, por motivos de disponibilidade, adotou-se os fotodetectores de posição contínuos como sensor. Esses dispositivos serão estudados em um capítulo a parte, cujo objetivo é conhecê-los em detalhes, de tal forma que permita, a partir de seu modelo, projetar um amplificador otimizado com relação ao modelo e aos níveis de potência luminosa incidente/36/.

2.2.3 - MÓDULO UNIDADE DE TRATAMENTO DO SINAL (UTS):

Esse módulo é responsável pela amplificação do sinal elétrico fornecido pelo fotodetector, conversão do sinal de corrente em tensão, atenuação dos níveis de ruído superpostos ao sinal e a preparação destes para a normalização, que consiste de um circuito de soma e outro de diferença.

Normalmente, os amplificadores de transimpedância, conversores de corrente/tensão, junto com o fotodetector e a fonte luminosa, são os elementos mais críticos na cadeia de erros do sistema apresentado na figura 5. Essa situação é agravada ainda mais pelo fato da potência luminosa ser muito baixa, o que gerará uma fotocorrente tão pequena quanto uma dezena de nanoampéres, forçando um ganho muito elevado na etapa amplificadora,

acarretando uma maior sensibilidade do circuito às influências externas, bem como um aumento do ruído devido ao grande valor da resistência necessária ao ganho/37,38/. Contudo, enquanto o ruído cresce na proporção da raiz quadrada do valor da resistência, o ganho é diretamente proporcional ao valor da mesma, o que de certa forma é uma vantagem/37/.

Os filtros se destinam a atenuar, ao máximo possível, as tensões de ruído. O fato das informações serem na forma de potência luminosa e a faixa dinâmica ir do sinal DC até 1200Hz, requer um filtro passa baixa de faixa plana (Butterworth)/39/.

O circuito de soma e o de diferença fazem parte da preparação do sinal para a normalização. A diferença dos sinais provenientes dos dois eletrodos fornece a posição do ponto luminoso sobre o fotodetector. Já a soma dos mesmos sinais fornece a potência do ponto luminoso. Como a variação da potência do ponto luminoso influencia de forma igual os dois sinais, é possível cancelar essas influências com a razão dos sinais de diferença pela soma. Esse processo é conhecido por normalização e será visto de forma mais detalhada no próximo capítulo.

2.2.4 - MÓDULO NORMALIZAÇÃO E PROCESSAMENTO:

Tem por objetivo o controle da aquisição dos dados e o processamento dos mesmos. A aquisição consiste na captura dos dois sinais, simultaneamente, através dos "sample & hold" (S/H), evitando com isso as influências da variação de potência da fonte luminosa, multiplexação dos sinais dos S/H e a digitalização destes pelo conversor analógico/digital (CAD). Todo esse processo é controlado por um microcomputador PC-xt, compatível com o IBM PC. O mesmo que em seguida irá dividir, por software, o sinal correspondente à diferença pelo sinal correspondente a soma, efetivando dessa forma a normalização do sinal. Outros cálculos e funções também são atribuídos ao

microcomputador como: cálculos adicionais de compensação de erros sistemáticos e médias para atenuar a dispersão da medição (DM), assim como o cálculo do deslocamento da superfície em estudo, que, simplificada, consiste na diferença das posições atual e anterior. O microcomputador também irá controlar a quantidade/qualidade das informações disponíveis ao usuário através do vídeo e da impressora.

2.2.5 - MÓDULO INDICADOR/REGISTRADOR:

Tem por função apresentar ao usuário o resultado da medição através do vídeo e/ou da geração de relatórios pré-programados, para análise e/ou arquivo dos resultados dos ensaios.

2.2.6 - FUNÇÃO IDEAL DESEJADA:

Tendo por base a figura 5 e a explanação funcional de cada módulo, abordar-se-á à seguir a função segundo a qual é possível determinar o deslocamento/posição da superfície, em função dos sinais gerados na saída do módulo unidade de tratamento de sinal. Antes porém, será apresentado um resumo que aborda cada bloco do módulo transdutor e UTS como "caixa-preta", ou seja, será relacionado apenas os sinais de entrada e os respectivos sinais obtidos na saída de cada bloco, bem como a função de transferência (FT) de cada bloco.

.Fotodetector:

- entrada: PL (potência luminosa);
- saída: I_{x1} , I_{x2} ;
- FT: $I_{x1} \propto f(PL, \text{sensibilidade do fotodetector, posição do ponto luminoso sobre o fotodetector})$.

.Amplificador Transimpedância:

-entrada: I_{x1} , I_{x2} ;-saída: V'_{x1} , V'_{x2} ;-FT: $V'_{x1} = K_1 I_{x1}$; $V'_{x2} = K_1 I_{x2}$.

.Filtros:

-entrada: V'_{x1} , V'_{x2} ;-saída: V_{x1} , V_{x2} ;-FT: $V_{x1} = K_2 V'_{x1}$; $V_{x2} = K_2 V'_{x2}$.

.Soma:

-entrada: V_{x1} , V_{x2} ;-saída: V_S ;-FT: $V_S = K_3 (V_{x1} + V_{x2})$.

.Diferença:

-entrada: V_{x1} , V_{x2} ;-saída: V_D ;-FT: $V_D = K_4 (V_{x1} - V_{x2})$.

.Função ideal desejada:

-entrada: V_S , V_D ;-saída: X ;-FT $X = K V_D/V_S$.

As constantes K_1 , K_2 , ... , K_4 referem-se ao ganho inerente de cada bloco. Enquanto que a constante K é obtida através do processo de calibração do sistema como um todo, como será visto nos capítulos 4 e 6. Esta constante transforma o sinal adimensional da posição normalizada, V_D/V_S , em um sinal com as dimensões de comprimento tais como mm ou μm , conforme conveniência técnica.

3 - FOTODETETORES DE POSIÇÃO CONTÍNUOS

3.1 INTRODUÇÃO:

Os fotodetetores são dispositivos destinados a conversão da energia luminosa em energia elétrica, sendo basicamente divididos em fotodetetores de intensidade e de posição, e estes subdivididos de acordo com aplicações típicas /40/.

Como o objetivo deste trabalho é a detecção da posição de um ponto luminoso, a abordagem dada será restrita aos fotodetetores de posição, e destes os contínuos são os recomendados para o tipo de aplicação em questão/36,41/.

Devido à necessidade de indicação da posição em apenas um eixo cartesiano, a presente abordagem estará voltada aos fotodetetores de posição contínuos uniaxiais, contudo, essa abordagem também é válida para os biaxiais, já que o funcionamento do dispositivo é idêntico nos dois eixos.

Os sensores de posição contínuos são largamente empregados nos instrumentos de medição de deslocamentos, vibrações, contornos, ângulos e dimensões, que operam por princípios optoeletrônicos /33,42/.

3.2 ANÁLISE OPERACIONAL DO FOTODETETOR DE POSIÇÃO CONTÍNUO:

Os fotodetetores de posição contínuos são capazes de fornecer, além da posição, a potência luminosa do feixe de luz incidente sobre a área ativa do dispositivo.

Essas informações são obtidas através de dois eletrodos posicionados diametralmente opostos sobre o eixo cartesiano. Há um terceiro eletrodo, central, de referência/33/.

Com a incidência dos fótons surgirá uma fotocorrente, que será proporcional à potência luminosa incidente. Porém, a intensidade da fotocorrente será dividida entre os dois eletrodos diametralmente opostos. Sendo maior naquele onde o feixe estiver mais próximo, e à medida que se aproxima de um eletrodo ocorre um acréscimo na intensidade de corrente desse eletrodo na mesma proporção em que a intensidade de corrente no outro diminui. Devido a proporção linear com que as correntes nos dois eletrodos variam, à medida que o ponto luminoso se desloca de um eletrodo para outro, conclui-se que a diferença das correntes é proporcional à posição do ponto luminoso sobre o fotodetector, e a somatória delas seja proporcional à potência do ponto luminoso. A figura 8 mostra a função de transferência típica de um fotodetector de posição contínuo/33/.

Sendo a função de transferência dada pela diferença de corrente dos dois eletrodos, o dispositivo fica muito dependente da estabilidade da potência, que em caso de variação, induz a variações de posição do feixe. Contudo, é possível através da normalização dos sinais, minimizar essa influência. O sinal normalizado corresponde a razão da diferença das correntes pela soma, obtidas nos eletrodos de cada eixo, como pode ser visto na figura 9.

3.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DO FOTODETETOR:

O circuito equivalente do fotodetector, mostrado na figura 9, é fundamentalmente o de um gerador de corrente e pode ser modelado conforme mostra a figura 10. A corrente I é a somatória de três parcelas de corrente:

corrente de sinal ou fotocorrente (equação 5), corrente de escuro (no modo fotocondutivo) e corrente de ruído /50/.

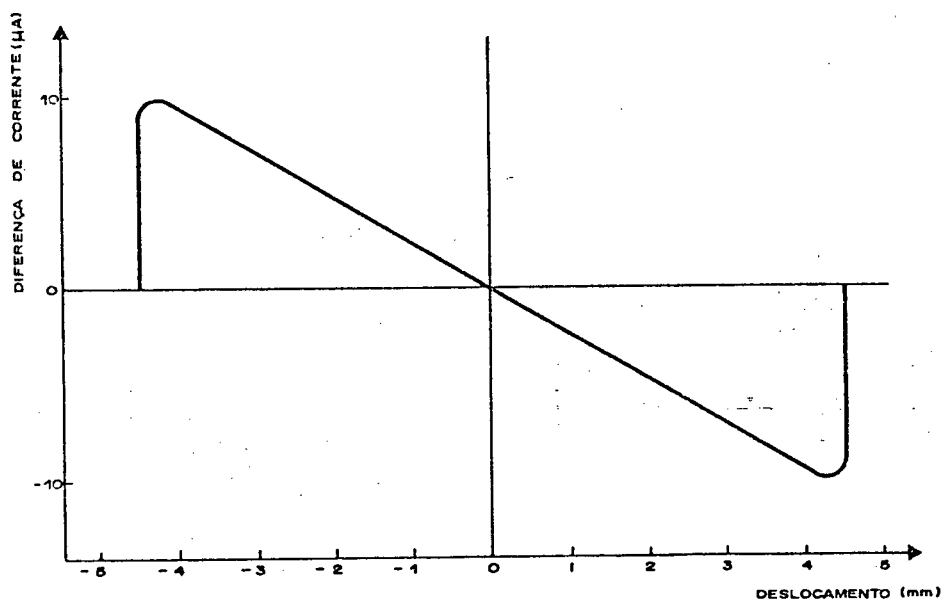


FIGURA 8 - Função de transferência típica.

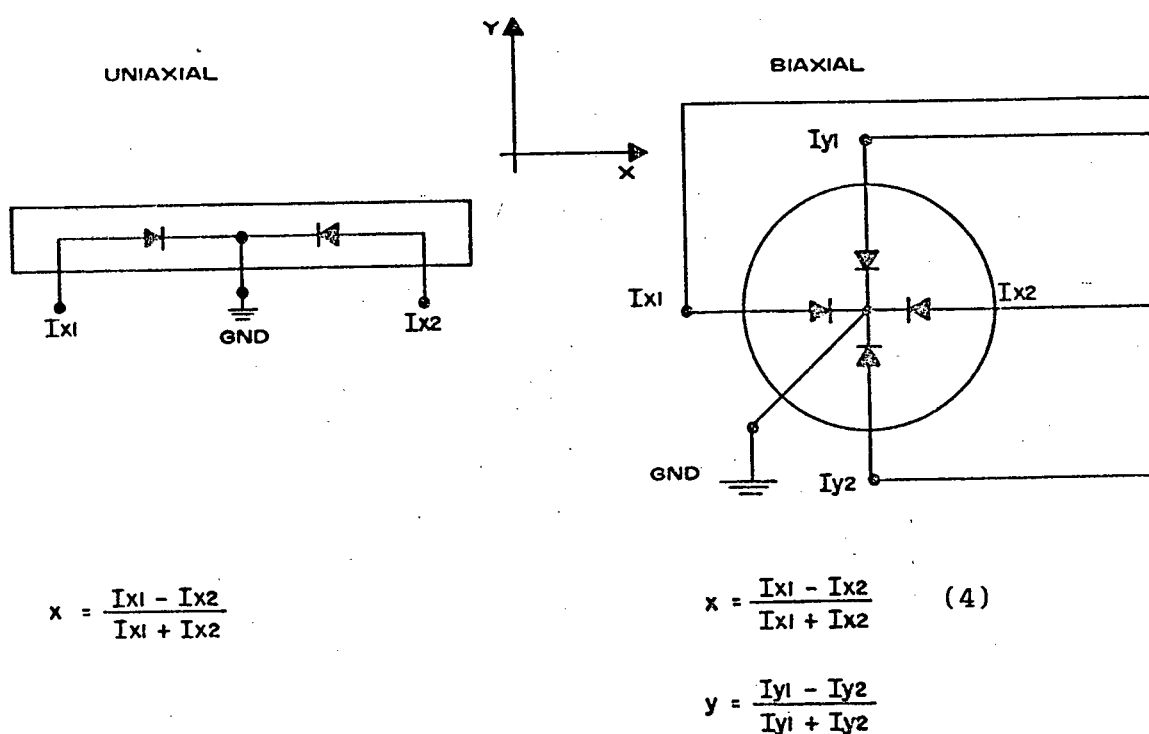


FIGURA 9 - Fotodetetores de posição contínuos.

A corrente total produzida num fotodetetor é diretamente dependente da potência luminosa e da sensibilidade do dispositivo ao comprimento de onda desejado (equação 5)/41/.

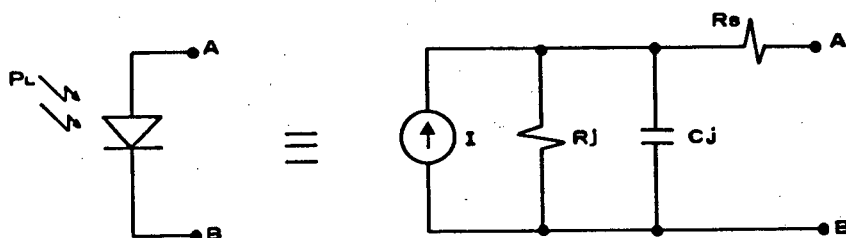


FIGURA 10 - Circuito equivalente do fotodetetor.

$$I = S_b \cdot P_L$$

(5)

Onde:

I = fotocorrente gerada [A];

S_b = sensibilidade ao comprimento de onda
incidente [A/W];

P_L = potência luminosa incidente [W].

A resistência de junção (R_J) é a resistência equivalente da barreira de junção, sendo fortemente dependente da área ativa do dispositivo, da temperatura e do modo de operação/50/, conforme será visto no próximo tópico.

No modo fotovoltaico R_j afeta a performance do fotodetector quanto a largura de faixa, linearidade e o ruído/24/. Esta resistência, tipicamente, varia de dezenas de $M\Omega$ para o modo fotovoltaico a milhares de $M\Omega$ no modo fotocondutivo/33/. No caso do fotodetector utilizado no presente trabalho, LSC 30D, o valor típico de R_j é 10 $M\Omega$ /59/.

A resistência série (R_s) se deve a resistência do corpo do cristal de silício do diodo fotodetector mais os contatos ôhmicos dos terminais/51/. No modo fotovoltaico, R_s limita a máxima corrente de saída e em conjunto com a capacitância de junção, limita a frequência de trabalho do dispositivo, tanto no modo fotovoltaico como no fotocondutivo/50/. Tipicamente, esta resistência é da ordem de $k\Omega$, sendo que para o caso do LSC 30D é de 2 $k\Omega$ /59/.

A capacitância da junção (C_j) é representada pela região de depleção/43/. Devido à grande área transversal desta região nos fotodetectores, os valores são substancialmente maiores do que nos diodos comuns (da ordem de pF). Valores máximos de C_j são obtidos com o fotodetector no modo fotovoltaico e uma redução apreciável pode ser obtida no modo fotocondutivo. No caso do fotodetector LSC 30D, o valor típico da C_j utilizando o dispositivo no modo fotovoltaico, é de 14,7 nF/59/.

3.4 PRINCIPAIS PARÂMETROS E FONTES DE ERRO:

3.4.1 MODO DE OPERAÇÃO:

Os fotodetectores podem operar em dois modos: modo fotocondutivo e fotovoltaico. A opção por um desses deve ser fundamentada nos requisitos da utilização e nas vantagens e desvantagens conferidas a cada modo de operação/36,31/.

O modo fotovoltaico se caracteriza por não possuir polarização externa, como mostra a figura 11. É utilizado em instrumentos que requeiram baixo ruído e baixa frequência /45/. Uma das consequências da ausência de polarização é a corrente de escuro desprezável, a redução da faixa dinâmica e da linearidade.

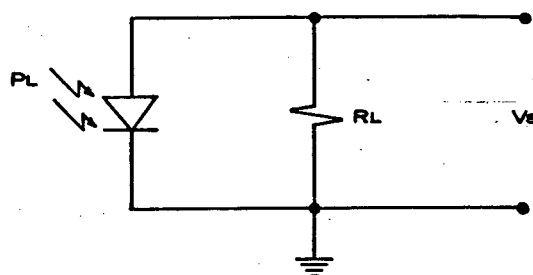


FIGURA 11 - Fotodetector no modo fotovoltaico.

O modo fotocondutivo é caracterizado pela presença de polarização externa, como pode ser visto na figura 12. A polarização externa eleva a corrente de escuro, prejudicando a operação do dispositivo em aplicações que requeiram captura de sinais de baixa potência. Porém, a polarização externa acarreta uma redução da C_j , possibilitando o trabalho do dispositivo em altas frequências (megahertz)/51/. A faixa dinâmica e a linearidade é superior à apresentada no modo fotovoltaico. Como exemplo de redução de C_j cita-se o fotodetector SC 10D, que operando no modo fotovoltaico tem capacitância de 1200 pF e no modo fotocondutivo, para $V_{cc} = 10V$, tem capacitância de 260pF /53/.

Os catálogos geralmente trazem informações sobre qual o modo de operação é o mais recomendado para o componente. Quando for possível operar nos dois modos, fica a critério do usuário escolher com base nos requisitos de projeto o modo de operação desejado.

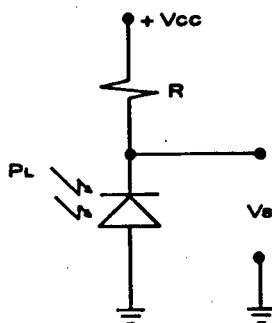


Figura 12 - Fotodetector no modo fotocondutivo

3.4.2 CORRENTE DE ESCURO:

A fotocorrente e a corrente termicamente gerada, denominadas de corrente de portadores minoritários, são favorecidas pelo campo elétrico da região de depleção. Contudo, a polarização reversa aumenta ainda mais a velocidade desses portadores, e na ausência completa de luz, haverá somente a corrente termicamente gerada (agitação molecular). Essa corrente é denominada corrente de escuro (dark current), sendo forte restrição em sistemas que operam com baixa potência luminosa. No modo fotovoltaico, por não haver polarização externa, a corrente de escuro é desprezável, o que não ocorre no modo fotocondutivo, motivo pelo qual, nas aplicações com baixa potência luminosa, recomenda-se a operação no modo fotovoltaico/31,40/.

3.4.3 LINEARIDADE DA RESPOSTA:

Como pode ser visto na figura 8, a resposta teórica do dispositivo é linear em praticamente toda a faixa de trabalho. Porém, na prática esses dispositivos apresentam erros sistemáticos de linearidade tais como: falta de homogeneidade da resistência de substrato, variação da sensibilidade e eletrodos mal fixados /54/.

Em aplicações que utilizam a região central do fotodetector, faixa que apresenta melhor linearidade, a correção dos erros sistemáticos pode ser feita somente pelo coeficiente angular/6,20/, dependendo da especificação metrológica solicitada pela análise de requisitos do sistema. Aplicações com elevados requisitos metrológicos e/ou que envolvam todo ou grande parte da área ativa, requerem funções não lineares para correção dos erros sistemáticos. Sendo que, quanto mais pontos forem levantados em toda a superfície, e principalmente na periferia do dispositivo, mais representativa é a função obtida. A literatura trata desse aspecto com bastante ênfase e profundidade/6,54/.

A temperatura ambiente durante a calibração é crítica. Caso exista diferença desta com a temperatura de trabalho do dispositivo, haverá um erro sistemático proporcional a essa diferença, devido principalmente à influência da temperatura sobre a sensibilidade e a resistência do substrato. A falta de homogeneidade da superfície do fotodetector resulta em erros de linearidade. Portanto, são necessários cuidados auxiliares para reduzir esse efeito. O aumento do diâmetro do feixe incidente é o mais conhecido pela exequibilidade e eficiência. Um valor típico de diâmetro de feixes de laser HeNe é de 0,6mm, e deve ser ampliado para 3 a 5mm para compensar a falta de homogeneidade através da integração /6,55/.

A inclinação do feixe luminoso, em relação ao plano da superfície ativa do fotodetector, também pode acarretar erros sistemáticos de linearidade. Esses erros se devem a: deformação do feixe incidente, alteração do centróide do mesmo (refração provocada pelo vidro que protege a superfície ativa) e também ao fato do feixe refletir várias vezes entre o vidro de proteção e a superfície ativa /54/.

3.4.4 RUÍDO:

O ruído produzido pelo fotodetetor é o principal fator limitante da resolução do dispositivo. Logo, é necessário determinar as parcelas envolvidas, faixa de frequência em que são preponderantes e os fatores que afetam o ruído, de tal forma que permita a sua utilização adequadamente. Além do mais, o fotodetetor em conjunto com a fonte de luz são fornecedores de dados brutos, interferindo de forma significativa na cadeia de erros /56/.

Devido à posição do ponto luminoso ser dada pela diferença de corrente, é possível trabalhar na faixa central do dispositivo com menor erro, já que o ruído é dividido de forma proporcional entre os dois eletrodos.

No modo de operação fotovoltáico, a corrente de escuro cai drasticamente, já que não há polarização externa. Nesse modo de operação, a fonte de ruído predominante é o ruído térmico /48/. O ruído térmico se refere a flutuações na tensão em torno de elementos dissipativos, como os resistores, devido a portadores de carga gerados termicamente /44,47/.

O ruído térmico, dado pela fórmula 6, mostra que à medida que R_j cresce, o ruído térmico diminui /44,47/.

O ruído típico de um fotodetetor é composto principalmente por duas parcelas: o ruído de disparo (shot noise) e o ruído térmico (johnson noise). Dependendo da forma de operação do fotodetetor, haverá a predominância de uma das parcelas.

$$I_T^2 = \frac{4 \cdot K \cdot T \cdot B}{R_j}$$

(6)

Onde:

I_T = corrente de ruído térmico [A, rms];

K = constante de Boltzmann [$1,37 \times 10^{-23}$ J/K];

T = temperatura absoluta [K];

B = largura de faixa [Hz];

R_j = resistência de junção [Ω].

O modo de operação fotocondutivo, por ter polarização externa, induz a um aumento significativo da corrente de escuro, tornando o ruído de disparo predominante sobre o ruído térmico /47,48/. O ruído de disparo é dado pela fórmula 7 como segue /44/:

$$I_s = (2 \cdot q \cdot I_d \cdot B)^{1/2} \quad (7)$$

Onde:

I_s = corrente de ruído de disparo [A, rms];

q = carga do elétron [$1,6 \times 10^{-19}$ C];

I_d = corrente de escuro [A];

B = largura de faixa [Hz].

Sendo o ruído um processo aleatório, pode-se assumir que cada componente é estatisticamente independente um do outro, logo o ruído total é obtido pela raiz quadrada da soma dos quadrados de cada componente /44/.

A corrente gerada pelas várias formas de ruído irá limitar a detecção da fotocorrente. Qualquer nível de sinal superior ao do ruído, em tese, pode ser reconhecido. Contudo, os custos advindos das dificuldades técnicas geralmente inviabilizam a detecção do sinal em uma relação sinal-ruído (S/N) deteriorada. Há circuitos comerciais, alimentados por baterias, que detectam níveis tão baixos quanto $2,5 \times 10^{-14}$ watts/33/.

Os fotodetetores são diferenciados, quanto ao ruído, pela figura de mérito NEP - "Noise Equivalent Power" - Potência Equivalente de Ruído. NEP representa uma relação sinal ruído igual a 1, ou seja, expressa a mínima potência luminosa necessária para gerar uma corrente de sinal igual à corrente de ruído. Quanto mais baixo o valor do NEP, menor será o limite de detecção.

3.4.5 SENSIBILIDADE:

A sensibilidade do fotodetector, também denominada de responsividade, é expressa como a razão entre a fotocorrente gerada em ampéres e a potência luminosa que a gerou em watts, [A/W] /45/. A sensibilidade do fotodetector de posição de silício, na faixa de 300 a 1100 nm, é função do comprimento de onda da radiação luminosa incidente como pode ser visto na figura 13.

A ampla faixa de resposta espectral do silício implica em cuidados na escolha do emissor de luz. Dependendo da aplicação, potência e comprimento de onda da luz escolhida, deve-se utilizar um filtro óptico passa baixa para eliminar as interferências devido aos comprimentos de onda indesejáveis.

3.4.6 EFEITOS DA TEMPERATURA:

Por ser um semicondutor, os fotodetetores são bastante sensíveis às variações da temperatura ambiente, sendo a sensibilidade e a corrente de escuro/24,44/ as características mais afetadas.

A sensibilidade é fortemente influenciada pela temperatura, principalmente devido a dependência térmica da resistência de junção /54/. A figura 14 mostra o comportamento da sensibilidade dos fotodetetores em função da temperatura e do comprimento de onda da fonte de luz /53/. Nota-se que de 600 a 700 nm as influências devido à variação de temperatura são menores, o que favorece a utilização desses dispositivos com laser HeNe, cujo comprimento de onda é de 632,8 nm. Tomando-se 22°C como a temperatura de referência, a sensibilidade aumenta para comprimentos de onda maiores, enquanto que nos comprimentos de onda menores haverá redução da sensibilidade. Quando a temperatura for inferior à de referência haverá uma inversão, ou seja, diminuir a sensibilidade para comprimentos de onda maiores, enquanto que nos menores haverá redução da sensibilidade.

Os fotodetetores são otimizados para serem utilizados em uma pequena faixa de comprimento de onda, o que não impede de serem utilizados em outras faixas dentro do espectro de resposta. Porém, os resultados não serão tão bons quanto aqueles conseguidos na operação de sua faixa ótima, como é a faixa de 600 a 700 nm, no presente exemplo (figura 14). No caso do LSC 30D, a faixa ótima é de 750 a 950 nm/53/.

A deterioração da relação sinal-ruído (S/N), causada pela corrente de escuro, toma importância com o aumento da temperatura, principalmente quando o sinal luminoso é de baixa potência. Entre as medidas corretivas para esse problema cita-se: opção por um fotodetector que opere no modo fotovoltáico, refrigeração do dispositivo, fixação da faixa de temperatura de trabalho em conjunto com os erros permissíveis e a modulação do sinal luminoso /54/.

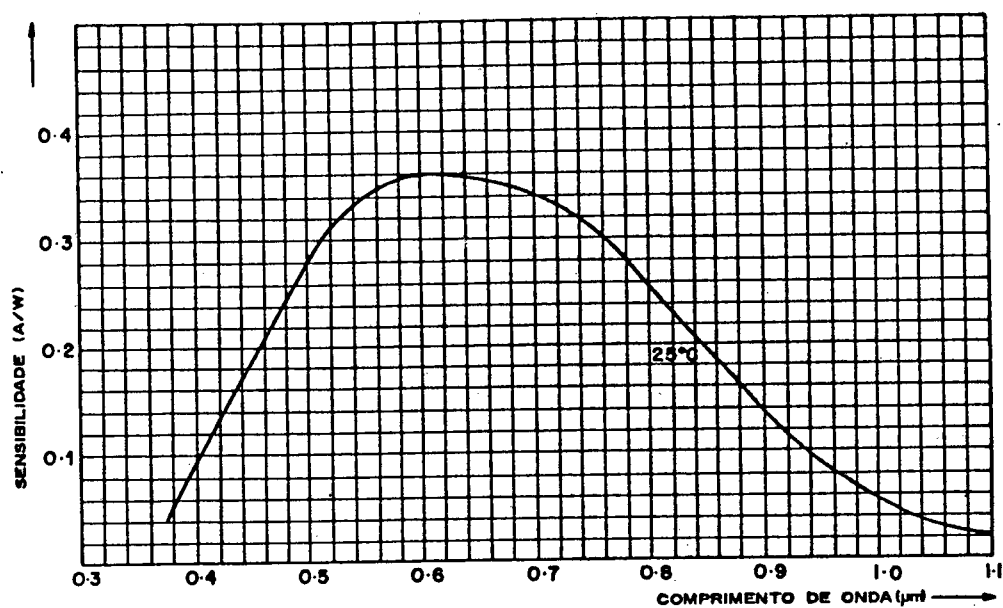


FIGURA 13 - Resposta espectral do silício /40/.

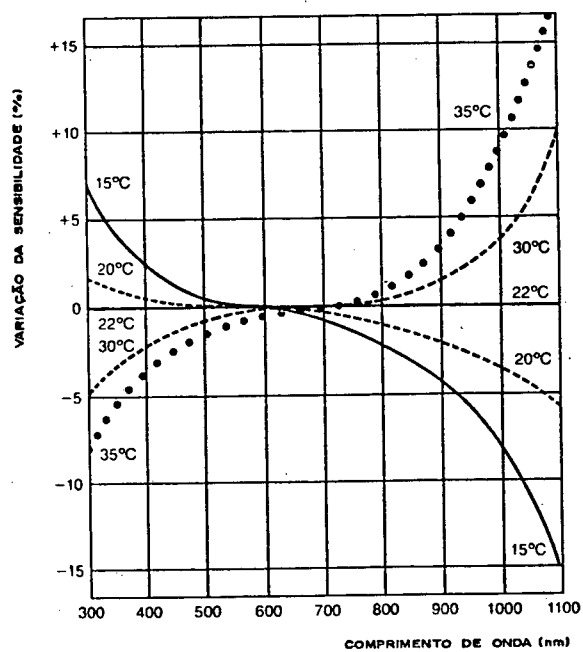


FIGURA 14 - Variação da sensibilidade com a temperatura e comprimento de onda /53/.

4 - PROJETO DA UNIDADE DE TRATAMENTO DO SINAL

4.1 - INTRODUÇÃO:

Após a explanação do princípio de operação dos fotodetetores de posição contínuos e dos requisitos funcionais da aplicação adotada como alvo, será abordado neste capítulo o projeto da UTS. Além da própria UTS, também será abordado o fotodetector que no modelamento e análise do comportamento da UTS tem significativa importância.

4.2 - ESPECIFICAÇÃO DOS REQUISITOS DA UTS:

Apesar do fotodetector fazer parte do módulo transdutor, este será incluído na configuração global da UTS, como é mostrado na figura 15, visando especificar os requisitos da UTS.

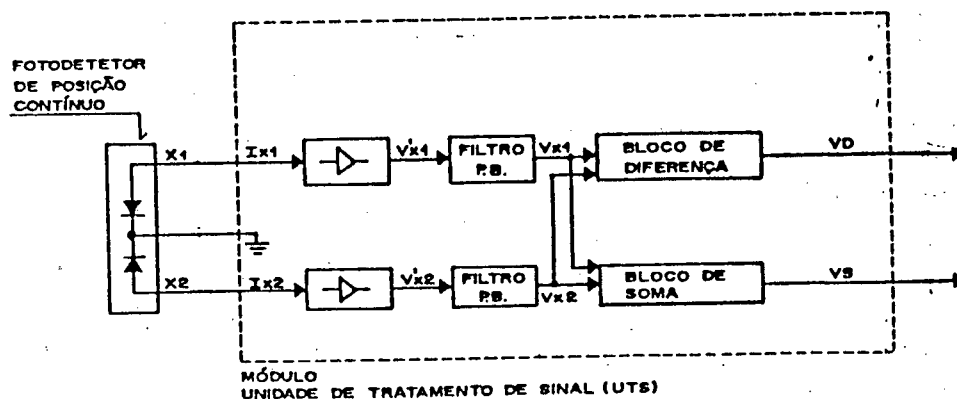


FIGURA 15 - Diagrama de blocos do módulo transdutor e UTS

A especificação do fotodetector inicialmente se prende à aplicação, que no caso do medidor de deslocamento, requer um fotodetector uniaxial, cujo comprimento da área ativa deve ser de 10 mm, para uma magnificação do sistema óptico de 1 e faixa de operação de 10 mm.

A potência luminosa incidente sobre o fotodetector é função da potência do laser, qualidade da superfície cujo deslocamento será analisado, ângulo formado entre a normal a superfície e o eixo óptico da lente (α); e o afastamento entre a superfície e a lente (x). Esses parâmetros estão explicitados na figura 16.

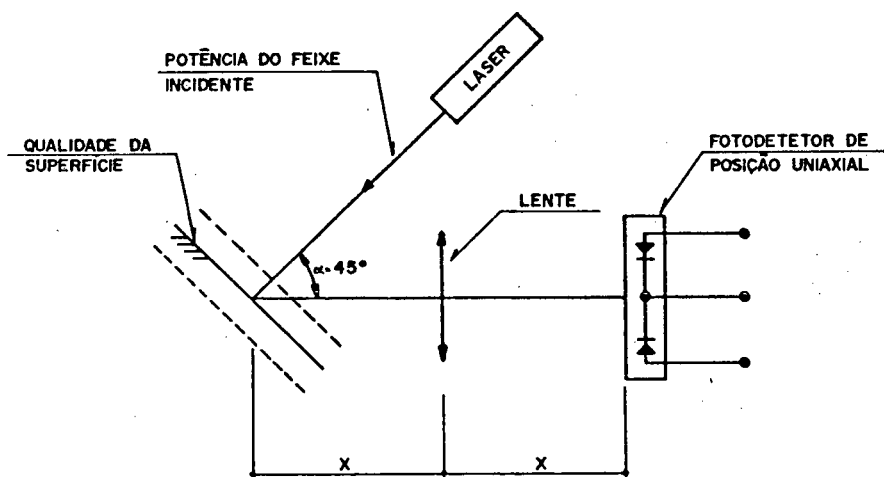


FIGURA 16 - Principais parâmetros que afetam a potência luminosa incidente no fotodetector

A potência do laser deve ser a maior possível, até o limite da saturação do fotodetector, que no caso do fotodetector LSC 30D/57/ é de $0,5 \text{ mW/mm}^2$. Na presente aplicação foi utilizado um laser de HeNe de 3 mW. A potência luminosa incidente sobre o fotodetector foi levantada, simulando as condições

normais de operação, conforme é apresentado na figura 16. Sendo que a superfície utilizada foi a de aço alisado, por ser um tipo de superfície bastante comum no setor metal-mecânico, onde existe uma elevada gama de aplicações para os medidores de deslocamentos optoeletrônicos. Nessas condições de montagem e com um deslocamento de 10 mm, 5 mm para cada lado da posição inicial da superfície, a potência luminosa incidente no plano do fotodetector foi de 100nW a 26 μ W.

A faixa dinâmica foi fixada em função da aplicação desejada, sendo que a maioria das aplicações requerem operação estática ou quase estática. No entanto, uma aplicação bastante interessante são os ensaios de vibração em equipamentos/58/, em virtude de qualquer sistema de medição com contato interferir nos ensaios. Essa aplicação foi escolhida como limitante da faixa dinâmica da UTS. A frequência máxima necessária é de 1kHz/58/. No entanto, optou-se por uma margem de segurança de 20%, fixando a frequência de corte a -3dB em 1,2kHz.

A normalização dos sinais não será executada na UTS visando permitir a sua utilização diretamente acoplada a uma etapa de digitalização ou utilizar divisores analógicos. A utilização de divisores analógicos requer amplitudes e faixas de excursão do sinal de acordo com as características do divisor. Com o intuito de generalizar a UTS tanto para aplicações com divisores analógicos como conversores analógico/digitais, será configurado os sinais de saída da UTS, de tal forma que possa ser acoplado diretamente a um divisor analógico ou a um conversor analógico/digital. Dessa forma, foi especificado o divisor analógico AD 533 da Analog Devices/56/, com o intuito de poder fechar a análise de requisitos da UTS. Esse tema será abordado com mais detalhes quando do projeto dos blocos de soma e diferença.

As considerações feitas acima já são suficientes para iniciar o detalhamento do projeto dos blocos da UTS, bem como a especificação do fotodetector.

4.3 - ESPECIFICAÇÃO DO FOTODETETOR:

O fotodetetor de posição contínuo utilizado foi o LSC 30D/59/, mostrado na figura 17. Esse fotodetetor possui 30mm de comprimento de área ativa, superior aos 10 mm levantado como requisito/60/.

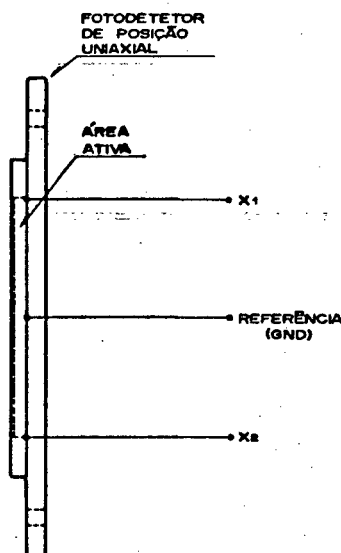


FIGURA 17 - Fotodetetor de posição contínuo LSC 30D

A partir da equação 5 e com a sensibilidade do fotodetetor LSC 30D ao comprimento de onda do laser, $S_b = 0,35A/W @ \lambda = 632,8 \text{ nm}/59/$, é possível determinar as correntes de saída do fotodetetor. Sendo a potência luminosa mínima e a máxima incidente sobre o fotodetetor, 100nW e 26 μW se obtém 35 nA e 21 μA , respectivamente.

4.4 - PROJETO DO BLOCO AMPLIFICADOR TRANSIMPEDÂNCIA:

No projeto do bloco amplificador será executada a análise detalhada de todo o seu funcionamento, tendo em vista que esse bloco afeta de forma significativa o desempenho da UTS. A importância desse bloco, relaciona-se ao

fato do mesmo ser responsável pelo interfaceamento da UTS com o transdutor, havendo necessidade de analisar o comportamento dessa interface em função dos modelos de cada um. Outro fator bastante significativo é o fato desse bloco possuir um ganho elevado, o que pode elevar o erro relativo do bloco a níveis proibitivos, conforme requisitos da aplicação em questão.

Com o intuito de analisar o comportamento do bloco, segundo os requisitos do mesmo, bem como levantar pontos de estrangulamento e necessidades de compensação, será executada a análise teórica consoante o modelo ideal e não ideal, permitindo conhecer os erros existentes na utilização de um ou de outro modelo. O estudo da operação não ideal, conforme abordagem feita a seguir, conterà a análise do: comportamento estático, comportamento quanto a estabilidade e necessidade de compensação, comportamento dinâmico - resposta frequencial e, por último serão apresentados os cálculos da contribuição de ruído do bloco.

O bloco amplificador operacional utilizado no presente trabalho foi o AD 549L/56/, em virtude desse componente ser otimizado para aplicações de conversão de corrente em tensão; apresentando características importantes para a aplicação em questão tais como: baixa corrente de polarização, baixa corrente de ruído e elevado ganho em aberto.

4.4.1 - OPERAÇÃO IDEAL NÃO COMPENSADO:

O cálculo da operação ideal consiste em desprezar as não idealidades do fotodetector e do amplificador operacional, de tal modo que a partir da configuração básica apresentada na figura 18, é possível obter a equação 8, que representa a função de transferência ideal não compensada do amplificador transimpedância.

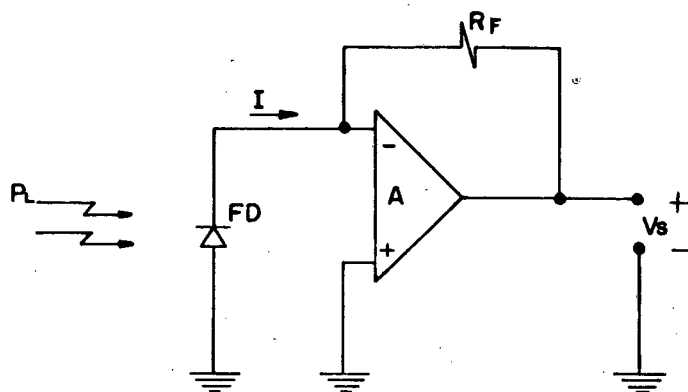


FIGURA 18 - Configuração básica do bloco amplificador

onde:

P_L = potência luminosa incidente [W];

I = fotocorrente gerada [A];

V_s = tensão de saída do amplificador [V].

$$V_s = - R_f \cdot I$$

(8)

A partir da equação 5 e 8 obtém-se a equação 9.

$$V_s = - R_f \cdot S_b \cdot P_L$$

(9)

A equação 9 representa uma função linear entre a potência luminosa incidente e a tensão de saída, passando pela origem quando não há luminosidade sobre o fotodetector (figura 19).

O valor da resistência de realimentação, que também representa o ganho do amplificador, é função da máxima corrente gerada no fotodetetor e da tensão de saída máxima do amplificador (V_s). Fixando a tensão de saída máxima em 10 V, em função da alimentação da UTS com baterias de 12 V, e em conjunto com a máxima fotocorrente gerada, calcula-se o resistor de realimentação, R_f , obtendo-se $R_f = 1,099 \text{ M}\Omega$, sendo utilizado o valor comercial de $1 \text{ M}\Omega$. Com o valor de $R_f = 1 \text{ M}\Omega$, a mínima corrente gerada pelo fotodetetor implicará em uma tensão de 35 mV na saída do amplificador. Esse valor mínimo será utilizado posteriormente para determinar o erro causado pelo ruído.

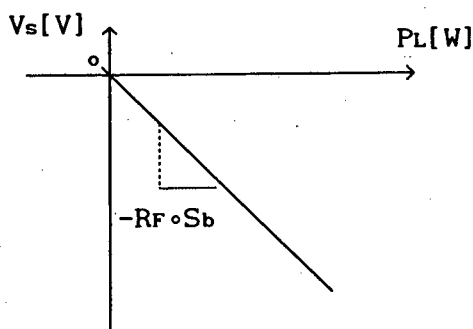


FIGURA 19 - Função de transferência da operação ideal

4.4.2 - OPERAÇÃO NÃO IDEAL:

A operação não ideal consta de uma análise detalhada do comportamento estático e dinâmico, tratados de forma independente a seguir, bem como o cálculo da contribuição de ruído do bloco amplificador.

a) COMPORTAMENTO ESTÁTICO:

O projeto e análise do comportamento estático do bloco amplificador é baseado no modelo para baixas frequências do fotodetector, figura 20, e do amplificador operacional, figura 21.

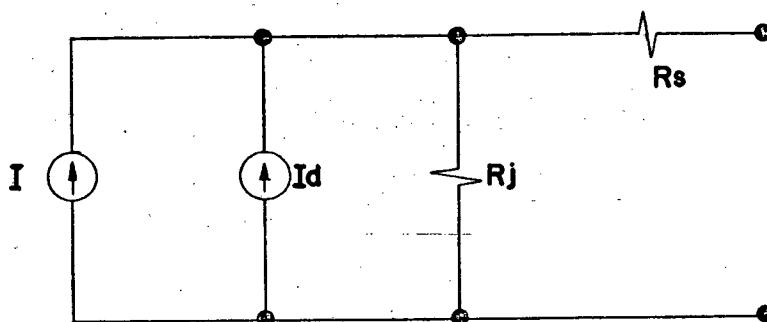


FIGURA 20 - Modelo do fotodetector para baixas frequências

Onde:

I = fotocorrente [A];

I_d = corrente de escuro [A];

R_j = Resistência de junção [Ω];

R_s = resistência série [Ω].

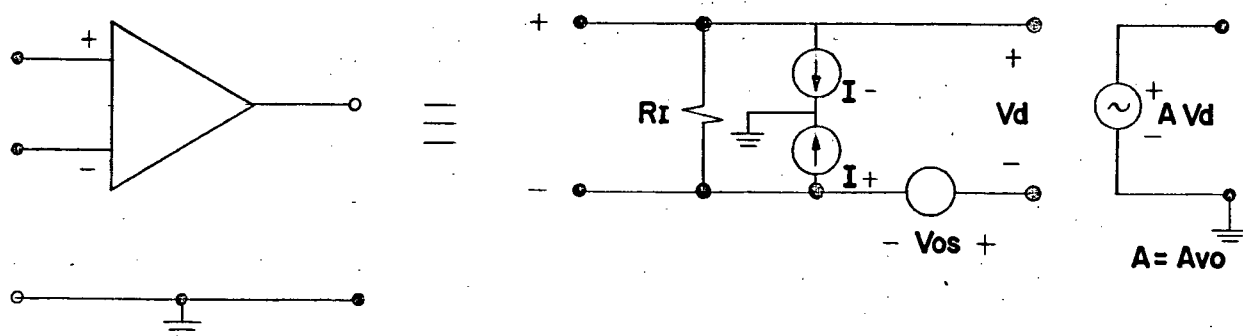


FIGURA 21 - Modelo do amplificador operacional para baixas frequências

Onde:

R_i = resistência diferencial;

I_- = corrente de polarização do terminal inversor;

I_+ = corrente de polarização do terminal não
inversor;

V_{os} = tensão de desvio;

$A = A_{vo}$ = ganho de malha aberta em baixa frequência.

No modelo do amplificador operacional, figura 21, a resistência de modo comum (R_{cm}), foi desconsiderada em virtude dessa ser muito maior do que a resistência diferencial (R_i), e estar em paralelo com esta, devido a entrada não inversora estar ligada a terra (GND).

A corrente de polarização do terminal inversor (I_-), foi considerada no modelo por ser fator importante quanto a restrição da amplitude do sinal de entrada. Já a corrente I_+ não influenciará devido ao terminal não inversor estar ligado a terra.

A tensão de desvio (V_{os}), da mesma forma que I_- , restringe a amplitude do sinal de entrada, o que justifica a inclusão no modelo.

A resistência de saída do amplificador foi desconsiderada em função do valor dessa resistência, para operacionais bipolares como é o caso, ser inferior a 100Ω e a carga ser resistiva e elevada.

Substituindo os modelos do fotodetector e do amplificador operacional (figura 20 e 21) na figura 18, obtém-se o circuito completo para o cálculo do comportamento estático, figura 22.

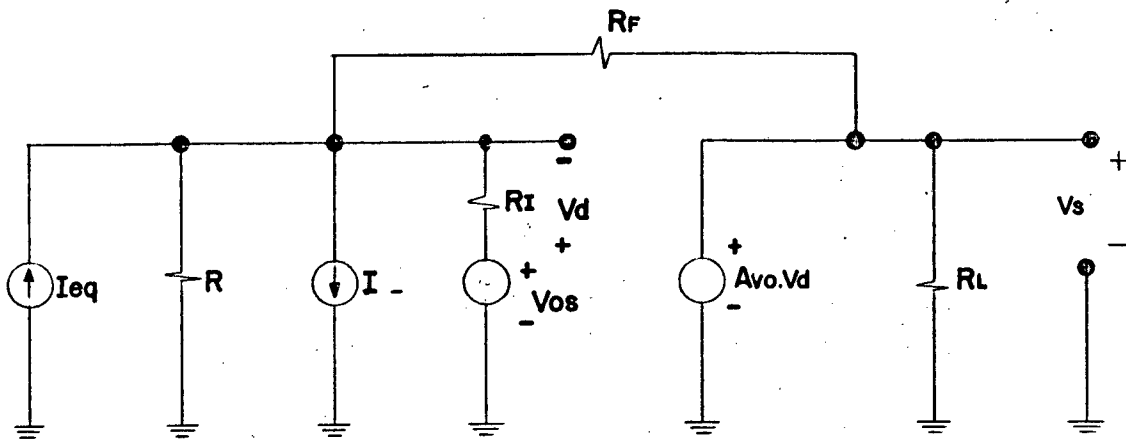


FIGURA 22 - Circuito completo do bloco amplificador e fotodetector para análise em baixas frequências

Onde:

$$I_{eq} = \frac{R_j I}{R} \quad (10)$$

$$R = R_j + R_s \quad (11)$$

A partir do circuito da figura 22 é possível calcular os efeitos da fotocorrente gerada no fotodetector (I), corrente de polarização no terminal inversor do amplificador (I_-) e da tensão de desvio do amplificador (V_{os}), de forma independente. Esse procedimento será feito utilizando-se o teorema da superposição/61/.

COMPORTAMENTO ESTÁTICO DO AMPLIFICADOR QUANTO A FOTOCORRENTE (I):

Tendo por objetivo o cálculo do comportamento estático do bloco amplificador com relação a corrente gerada pelo fotodetector, através do teorema da superposição é feito $V_{os} = 0$ e $I_- = 0$ (figura 23).

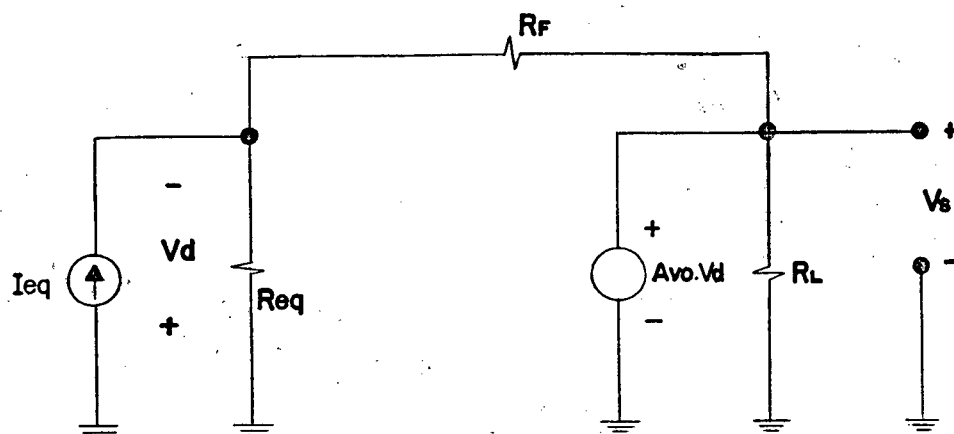


FIGURA 23 - Circuito para análise do comportamento do amplificador quanto a fotocorrente (I)

Onde:

$$R_{eq} = R // R_i = (R_j + R_s) // R_i \quad (12)$$

O circuito da figura 23 pode ser equacionado conforme mostra a equação 13.

$$\frac{V_s}{I_{eq}} = - R_f \left[\frac{a \beta}{1 + a \beta} \right] \quad (13)$$

Onde:

$$a = A_{vo} \quad (14)$$

$$\beta = R_{eq} / (R_{eq} + R_f) \quad (15)$$

Comparando a equação 13 com a 8, nota-se que a diferença consiste no fator localizado dentro dos colchetes, esse fator será denominado fator de erro de ganho (FEG). Esse fator tende a unidade quanto mais representativo for o modelo, apresentado na figura 23 e equação 13, em relação a operação ideal, figura 18 e equação 8.

Substituindo os valores reais dos componentes ($R = R_j + R_s = 10,002 \times 10^6 \Omega$, $R_i = 10^{13} \Omega$, $R_f = 10^6 \Omega$) nas equações 13 a 15 obtém-se:

$$FEG = -Avo \text{ Req} / (\text{Req} + R_f + Avo \text{ Req}) = 999,9989 \times 10^{-3} \quad (16)$$

Logo:

$$\frac{V_s}{I_{eq}} = - 999,9989 \times 10^3 \quad (17)$$

Substituindo os valores reais fornecidos acima, na equação 12, nota-se que I_{eq} é praticamente igual a I (diferença de 0,002%). Portanto, para efeito de análise pode-se considerar $I_{eq} \cong I$.

O erro apresentado no cálculo do ganho, a partir da equação 8 em relação a equação 13, da operação ideal, é de $0,15 \times 10^{-3}\%$ o que é aceitável, não somente pelo baixo valor, mas principalmente por se tratar de um erro sistemático e esses serão compensados por software. O baixo erro encontrado deixa mostra que a função de transferência ideal é bastante representativa e pode ser utilizada na análise do comportamento estático sem comprometer os resultados. Esse erro se apresenta somente como variação da sensibilidade, já que a passagem pela origem permanece inalterada (figura 24).

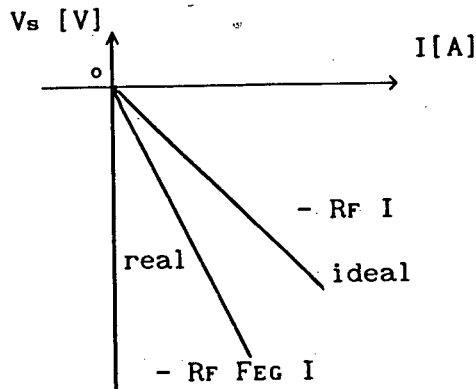


FIGURA 24 - Comparação da função de transferência ideal de I com relação à operação não ideal

Uma análise da equação 13, quanto à sensibilidade dessa função de transferência em relação aos principais parâmetros presentes, aponta para o ganho em aberto do amplificador operacional como sendo o parâmetro que mais influência na FEG, e mesmo assim é muito pequena. Uma redução de 20% em A_{vo} faz com que o erro do ganho varie somente $20 \times 10^{-6}\%$, podendo ser desprezado. Fazendo-se uma redução no valor de R_i na mesma proporção, 20%, o erro apresentado em relação a equação 17, da operação não ideal, é ainda menor do que o obtido pela redução de A_{vo} .

COMPORTAMENTO ESTÁTICO DO AMPLIFICADOR QUANTO A CORRENTE DE POLARIZAÇÃO (I_-):

Através do circuito apresentado na figura 22, nota-se que, para obter a função de transferência de I_- basta fazer $I = -I_-$ (equação 18).

$$\frac{V_s}{I_-} = R_F \cdot F_{EC} \quad (18)$$

O erro apresentado pela corrente de polarização I_- representará uma flutuação do zero, conforme mostra a figura 25, no caso específico em que $I = 0$ e $V_{os} = 0$, que são condições para o cálculo pelo teorema da superposição.

O valor real de I_- é calculado em função da corrente de polarização (I_B) e da corrente de desvio (I_{os}) do amplificador operacional, conforme equações 19 e 20, do catálogo do amplificador utilizado AD 549L/56/.

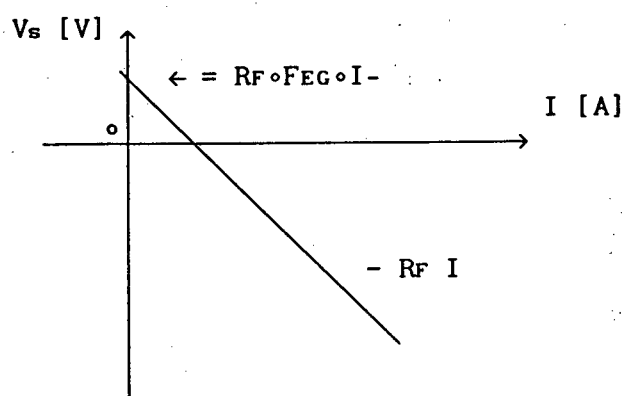


FIGURA 25 - Função de transferência em função da corrente de polarização do amplificador operacional I_-

$$I_B = \frac{I_+ + I_-}{2} = 60 \text{ fA} \quad (19)$$

$$I_{os} = |I_+ + I_-| = 20 \text{ fA} \quad (20)$$

Resolvendo esse sistema e utilizando o valor máximo encontrado como sendo I_- , na pior das hipóteses, tem-se $I_- = 70 \text{ fA}$, que substituído na equação 18 (originada da equação 17) resulta num desvio de tensão de, aproximadamente 70 nV . Esse desvio, em relação ao valor de fundo de escala, 10 V , representa um erro sistemático de $0,7 \times 10^{-6} \%$.

COMPORTAMENTO ESTATICO DO AMPLIFICADOR QUANTO A TENSÃO DE DESVIO

(V_{os}):

O cálculo de V_{os} pelo teorema da superposição requer o cancelamento de I_- e I_+ , sendo o circuito original (figura 22) reescrito conforme a figura 26.

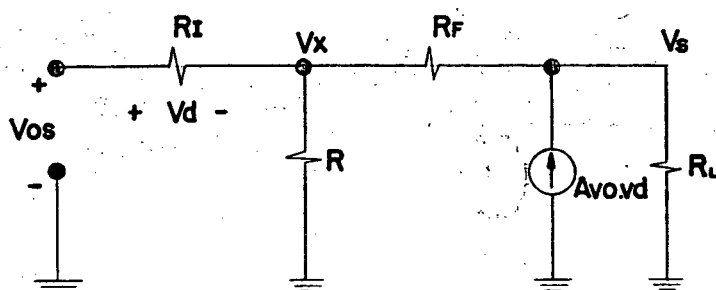


FIGURA 26 - Circuito para análise da tensão de desvio (V_{os})

Equacionando o circuito da figura 26, visando encontrar a função de transferência V_s/V_{os} , é possível retirar as seguintes equações parciais:

$$V_x = (R_i // R // R_f) \left[\frac{V_{os}}{R_i} + \frac{V_s}{R_f} \right] \quad (21)$$

$$V_d = V_{os} - V_x \quad (22)$$

$$V_s = A_{vo} V_d \quad (23)$$

O que permite obter:

$$\frac{V_s}{V_{os}} = \frac{A_{vo} \left[1 - \frac{(R_i // R // R_f)}{R_f} \right]}{1 + \frac{A_{vo}}{R_f} \cdot (R_i // R // R_f)} = F_E \quad (24)$$

Substituindo-se os valores dos componentes ($R_i = 10^{13} \Omega$, $A_{vo} = 10^6 \text{ V/V}$, $R = 1,002 \times 10^6 \Omega$, $R_f = 10^6 \Omega$) na equação 24, encontra-se o valor da função erro devido a V_{os} (F_E) que é $F_E = 1,1$. Quanto mais próximo do ideal for o circuito, F_E tende a 1, ou seja, o valor de V_{os} apresentaria-se na saída com o mesmo valor, ganho unitário. Utilizando V_{os} típico, $0,3 \text{ mV/56/}$, encontra-se o valor da tensão na saída do amplificador $V_s = 0,33 \text{ mV}$. Esse desvio, em relação ao valor de fundo de escala, 10 V , representa um erro de $3,3 \times 10^{-3} \%$. Comparando-se os desvios devidos a V_{os} e I_- , nota-se que o desvio ocasionado por V_{os} é muito superior ao de I_- . No entanto, ainda assim, é muito pequeno e não chega a influenciar, além de ser sistemático, podendo ser compensado por software via calibração do sistema. O gráfico apresentado na figura 27 mostra o comportamento da função de transferência em função da presença da V_{os} .

A presença da V_{os} acarretará uma flutuação do zero, da mesma forma que a corrente de polarização I_- .

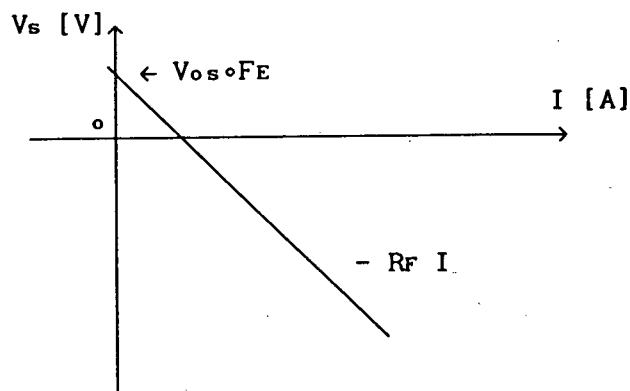


FIGURA 27 - Função de transferência em função da tensão de desvio do amplificador operacional (V_{0s})

b) COMPORTAMENTO QUANTO A ESTABILIDADE:

O estudo teórico da estabilidade do bloco amplificador, em conjunto com o fotodetector, visa analisar o comportamento do circuito em toda a faixa de frequência de trabalho, desde DC até 1,2 kHz.

Os circuitos utilizados para a análise da estabilidade são os modelos para a análise da operação dinâmica, incluindo as capacitâncias inerentes às não idealidades do fotodetector (figura 10) e do amplificador operacional (figura 29). O circuito da figura 10 pode ser reescrito, para maior facilidade nos cálculos, conforme mostra a figura 28. Sendo essa aproximação válida para frequências inferiores a:

$$\omega_{\text{máx}} < \frac{1}{C_J(R_S // R_J)} \cong 34 \text{ k rad/s} \quad (25)$$

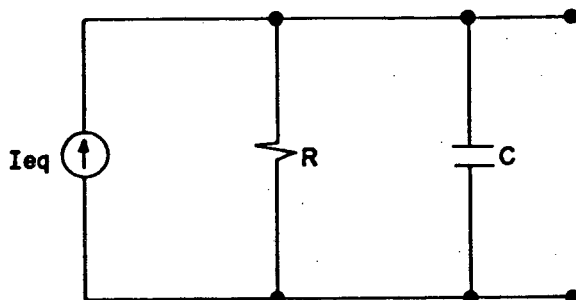


FIGURA 28 - Modelo do fotodetector para análise da operação dinâmica

Onde:

$$I_{eq} = I R_J / R \cong I \quad (26)$$

$$C = C_J R_J / R \cong 14.7 \text{ nF} \quad (27)$$

$$R = R_J + R_S = 10.002 \times 10^6 \Omega \quad (28)$$

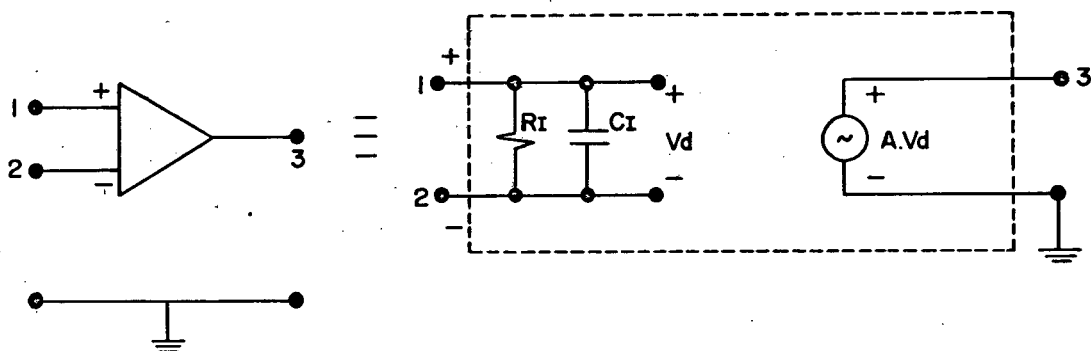


FIGURA 29 - Modelo do amplificador operacional para análise da operação dinâmica

Onde:

R_i = resistência diferencial = $10^{13} \Omega$;

C_i = capacitância diferencial = 1 pF;

A = ganho de malha aberta.

A análise é realizada através do diagrama de Bode aplicado na função de ganho da malha de realimentação ($a\beta$). A função de ganho da malha de realimentação do circuito da figura 30, resultante da união do fotodetector (figura 28) com o amplificador (figura 29), é obtida por analogia e resulta na equação 29:

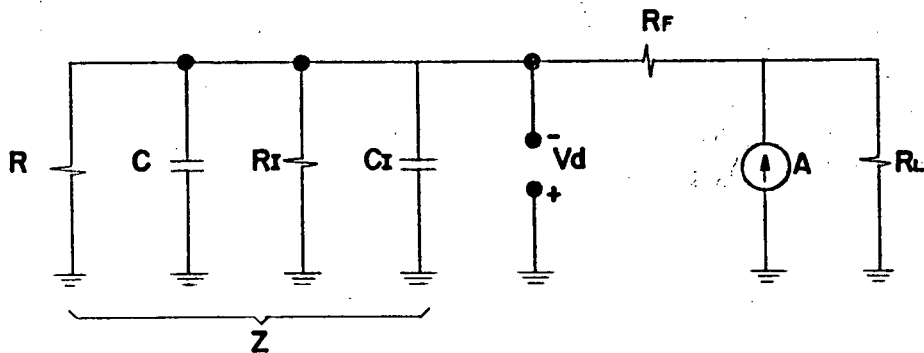


FIGURA 30 - Circuito completo do bloco amplificador e fotodetector para análise da estabilidade

$$a\beta = \frac{Z A}{Z + R_f}$$

(29)

Onde:

$$a = A$$

$$\beta = \frac{Z}{Z + R_F}$$

$$Z = \frac{R_{eq}}{1 + S C_{eq} R_{eq}} \quad (30)$$

$$R_{eq} = R_I // R \quad (31)$$

$$C_{eq} = C_I + C \quad (32)$$

Reescrevendo a equação 29 com base nas equações de 30 a 32 obtem-se:

$$a\beta = \left[\frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_F} \right] \left[\frac{A}{1 + S C_{eq} (R_{eq} // R_F)} \right] \quad (33)$$

Utilizando o modelo de 1 polo para o amplificador (equação 34) tem-se a equação 35.

$$A = \frac{A_{vo}}{1 + S/W_o} \quad (34)$$

$$a\beta = \left[\frac{R_{eq} A_{vo}}{R_{eq} + R_f} \right] \left[\frac{1}{1 + S C_{eq} (R_{eq} // R_f)} \right] \left[\frac{1}{1 + S/W_0} \right] \quad (35)$$

A equação final do circuito da figura 30 pode agora receber os parâmetros reais do fotodetector e amplificador ($A_{vo} = 10^6 V/V$, $R = 10,002 \times 10^6 \Omega$, $R_f = 10^6 \Omega$, $R_{eq} = 10,00199 \times 10^6 \Omega$, $C_I = 1 \text{ pF}$, $C_J = 14,7 \text{ nF}$, $C_{eq} \cong 14,7 \text{ nF}$) na equação 35 obtém-se:

$$a\beta = \frac{G}{(1 + S/W_0)(1 + S/W_1)} \quad (36)$$

Onde:

$$W_0 = 6,28 \text{ rad/s} \quad (37)$$

$$W_1 = \frac{1}{C_{eq}(R_{eq} // R_f)} \cong 75 \text{ rad/s} \quad (38)$$

$$G = \frac{R_{eq} A_{vo}}{R_{eq} + R_f} \cong 909,10 \times 10^3 \quad (39)$$

A frequência de cruzamento do ganho de malha, W_{co} , é obtida da equação 36 fazendo $|a\beta| = 1$, obtendo:

$$W_{Go} = \sqrt{W_o W_1 G} \quad \text{para } W_{Go} \gg W_o, W_1 \quad (40)$$

A substituição dos valores de W_o , W_1 e G obtidas através das equações 37, 38 e 39 na equação 40 fornece:

$$W_{Go} = \sqrt{6,28 \times 75 \times 909,1073 \times 10^3} \cong 20 \text{ k rad/s.} \quad (41)$$

A fase na frequência $W_{Go} = 20 \text{ k rad/s}$, é dada pela equação 42. A margem de fase, objeto dessa análise é dada pela substituição da equação 37, 38 e 42 na equação 43.

$$\theta = - \arctang \frac{W_{Go}}{W_o} - \arctang \frac{W_{Go}}{W_1} \cong 179.8^\circ \quad (42)$$

$$M(\varphi) = \theta + 180^\circ \cong 0,2^\circ \quad (43)$$

Uma análise da função $a\beta$ não compensada fornece como resultado uma margem de fase, $M(\varphi) \cong 0,2^\circ$, representada graficamente na figura 31.

Para valores de margem de fase abaixo de 45° , como é o caso, é recomendável utilizar compensação de fase, já que o circuito tem mau comportamento transitório com elevado tempo de acomodação e elevada ultrapassagem ("overshoot").

A compensação utilizada nesse caso foi a "Lead"/63,64/, formada pela colocação de um capacitor, C_F , em paralelo com a resistência de realimentação, com o intuito de promover um adiantamento da fase na malha. O circuito equivalente, para cálculo da função ganho da malha de realimentação, é mostrado na figura 32.

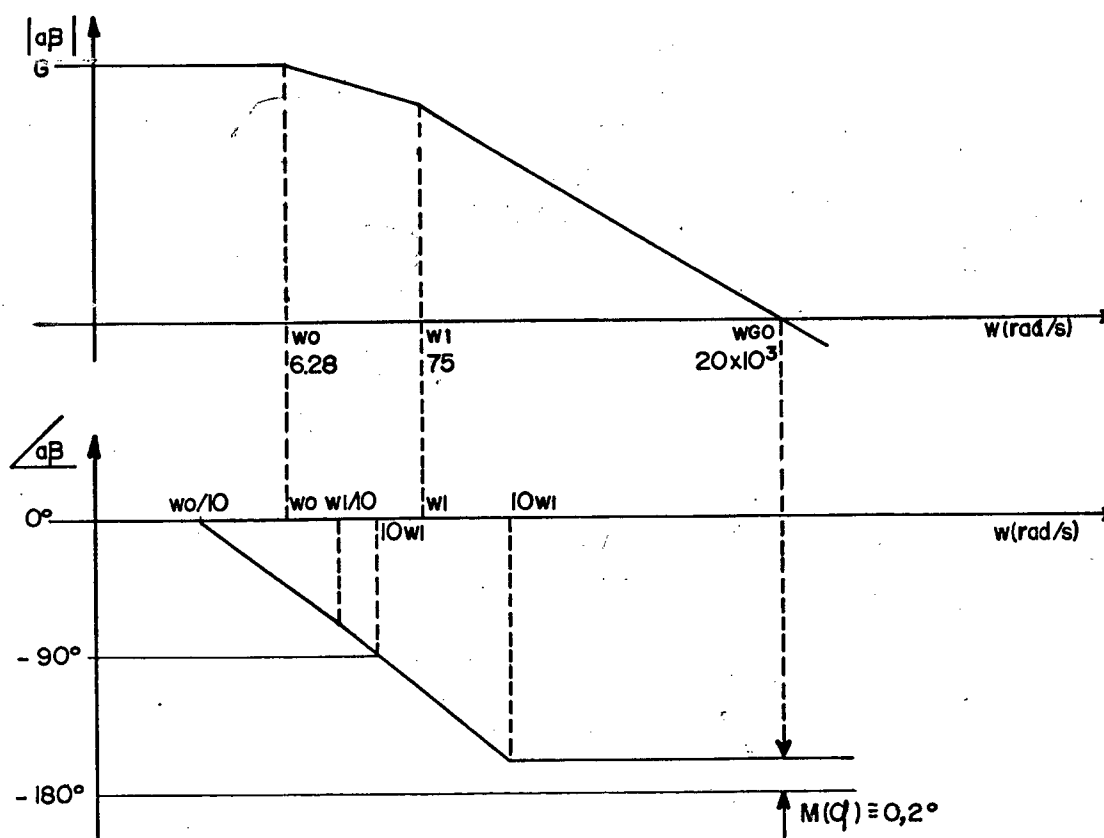


FIGURA 31 - Diagrama de Bode, do módulo e fase, da função de ganho da malha de realimentação ($a\beta$) não compensado

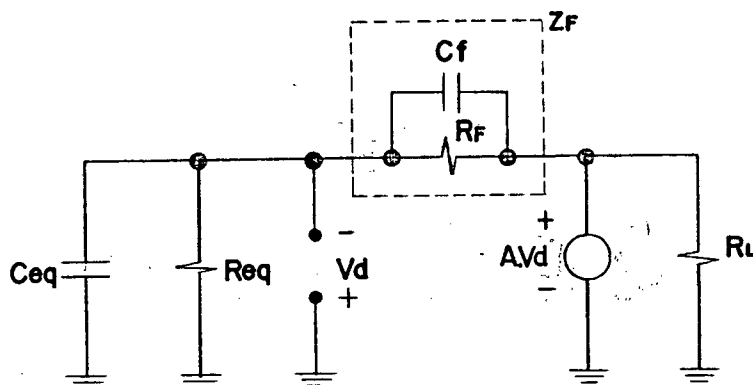


FIGURA 32 - Circuito para análise do ganho de malha no amplificador compensado

Refazendo-se a equação 29, considerando apenas que, ao invés de R_f , tem-se agora uma impedância Z_f , pode-se escrever:

$$a\beta = \frac{A Z}{Z + Z_f} \quad (44)$$

Onde:

$$a = A \quad (45)$$

$$\beta = \frac{Z}{Z + Z_f} \quad (46)$$

$$Z_F = \frac{R_F}{1 + S C_F R_F} \quad (47)$$

Reescrevendo a equação 44 com base nas equações 45 a 47 e equação 30 que define Z, obtem-se:

$$a\beta = \left[\frac{R_{eq} A}{R_{eq} + R_F} \right] \left[\frac{1 + S C_F R_F}{1 + S (C_{eq} + C_F) (R_{eq} // R_F)} \right] \quad (48)$$

Utilizando o modelo integrador, equação 49, para o amplificador operacional, justificado pelo fato de estar sendo procurado a frequência de cruzamento de ganho, em geral bem superior ao pólo do ganho em aberto. Assim, a equação 48 pode ser escrita conforme mostra a equação 50.

$$A = \frac{PGB}{S} \quad (49)$$

$$a\beta = \left[\frac{R_{eq} PGB}{R_{eq} + R_F} \right] \left[\frac{1 + S/W_z}{S(1 + S/W_p)} \right] \quad (50)$$

$$W_z = \frac{1}{C_f R_f} \quad (51)$$

$$W_p = \frac{1}{(C_{eq} + C_f)(R_{eq}/R_f)} \quad (52)$$

Através da equação 50 pode-se iniciar a análise da melhor localização do zero, W_z , visando maximizar a faixa dinâmica e manter a estabilidade a níveis aceitáveis $\geq 45^\circ$. Considerando $W_p \ll W_z$, é possível desenhar o diagrama de Bode de módulo e fase da equação 50 (figura 33). A localização do polo (W_p) foi considerada fixa, devido a predominância de C_{eq} sobre C_f , em função de $W_p \ll W_z$. Com isso, tem-se como indefinida apenas a posição do zero (W_z), cuja posição será analisada a seguir tomando-se por base a localização da frequência de cruzamento da função $a\beta$ não compensada (W_{c0}).

A figura 33 mostra três localizações possíveis de W_z (W_{z1} , W_{z2} e W_{z3}). Fazendo $W_z = W_{z1} < W_{c0}$, o cruzamento de $a\beta$ por $|a\beta| = 1$ dar-se-á com margem de fase próxima de 90° o que garante a estabilidade do conjunto, no entanto, esta localização reduz a faixa dinâmica, como se verá na função ideal compensada, no próximo item.

Com $W_z = W_{z3} > W_{c0}$, o cruzamento de $a\beta$ será com assintota de -40 dB/dec, portanto, apresentará baixa margem de fase. Sendo que quanto maior for este afastamento melhor será a faixa dinâmica e pior ficará a margem de fase.

A colocação do zero sobre a localização de W_{c0} , $W_z = W_{z2} = W_{c0}$, a margem de fase estará próxima a 45° e a faixa dinâmica será superior a condição estabelecida por W_{z1} . A condição W_{z2} maximiza a faixa dinâmica em função de uma margem de fase mínima (próxima a 45°).

Adotando que o valor máximo a ser assumido por W_z , será quando este estiver localizado sobre a frequência de cruzamento da função $a\beta$ compensada (W_{cc}), é possível determinar o valor mínimo de C_f em função de:

$$W_{Zmáx} = W_{GC}$$

(53)

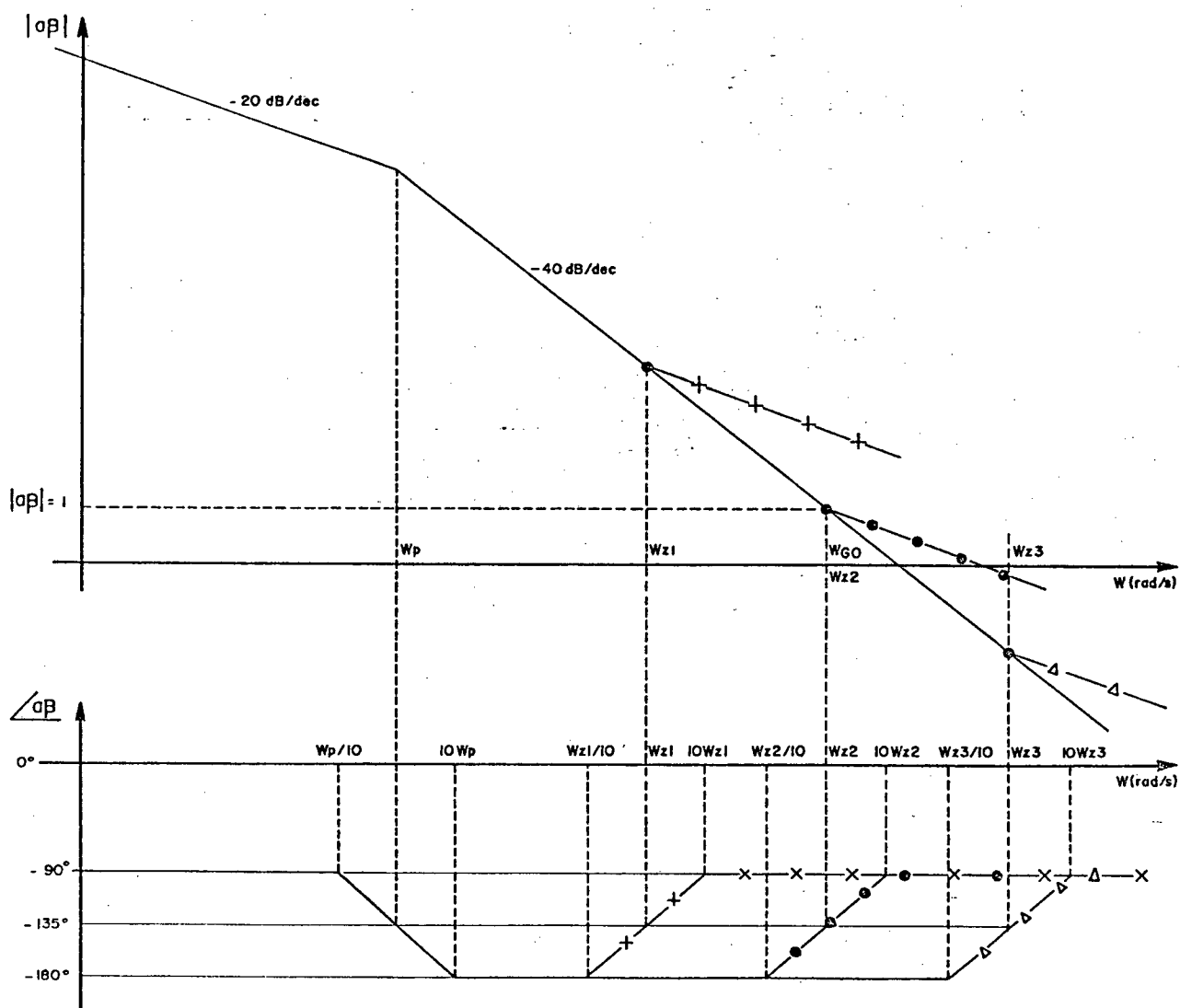


FIGURA 33 - Diagrama de Bode, do módulo e fase, da função de ganho da malha de realimentação ($a\beta$) compensado

Escrevendo o módulo da equação 44 em função de W_{cc} tem-se:

$$|a\beta|_{W_{cc}} = 1 = \frac{R_{eq} \text{ PGB} \cdot 1 \cdot \sqrt{1 + (W_{cc}/W_z)^2}}{R_{eq} + R_F \cdot W_{cc} \cdot \sqrt{1 + (W_{cc}/W_z)^2}} \quad (54)$$

Supondo:

$$W_{cc} \gg W_p \quad (55)$$

Tem-se:

$$W_{cc} = \sqrt{\frac{R_{eq} \text{ PGB}}{R_{eq} + R_F} \sqrt{2} W_p} \quad (56)$$

Substituindo W_p , equação 52, e W_{cc} por W_z , equação 51, chega-se a uma equação do 2º grau em função de C_f (equação 57).

$$\sqrt{2} \text{ PGB } R_F C_f^2 - C_f - C_{eq} = 0 \quad (57)$$

Resolvendo a equação 57 com os valores reais dos componentes ($C_{eq} = 14,7$ nF, $PGB = 6,28 \times 10^6$ rad/s, $R_f = 10^6 \Omega$) obtem-se $C_f = 40,7$ pF, que conforme já mencionado anteriormente, é o valor mínimo que C_f pode assumir para que a faixa passante seja maximizada, mantendo uma margem de fase aceitável. Na aplicação em questão foi fixada a banda como sendo 1,2 kHz, logo através da equação 51, obtem-se $C_f = 132,63$ pF, sendo escolhido o valor comercial de $C_f = 120$ pF. Com este valor de C_f , maior do que o mínimo encontrado acima, fica assegurada uma margem de fase superior aos 45° , portanto, aceitável.

Substituindo os valores reais mencionados acima em conjunto com o valor de C_f adotado, 120 pF, na equação 50 encontra-se as condições de operação (margem de fase) definidas para a malha de realimentação do amplificador:

$$a\beta = K \frac{(1 + S/W_z)}{S(1 + S/W_p)} \quad (58)$$

Onde:

$$W_z = \frac{1}{C_f R_f} \cong 8,34 \text{ k rad/s} \quad (59)$$

$$W_p = \frac{1}{(C_{eq} + C_f)(R_{eq}/R_f)} \cong 74,5 \text{ rad/s} \quad (60)$$

$$k = 5,709 \times 10^6 \quad (61)$$

Uma aproximação da equação 50 para $W_{gc} \gg W_z, W_p$ permite obter:

$$W_{gc} \cong \frac{K W_p}{W_z} \quad W_{gc} \gg W_z, W_p \quad (62)$$

Da substituição dos valores de K , W_p e W_z obtidos nas igualdades 59, 60 e 61, na equação 62 obtem-se a frequência de cruzamento compensado, $W_{Cc} \cong 50$ k rad/s. A margem de fase compensada correspondente pode ser calculada como segue:

$$\theta = \arctang \frac{W_{Cc}}{W_z} - 90^\circ - \arctang \frac{W_{Cc}}{W_p} \cong -99,34^\circ \quad (63)$$

$$M(\varphi) = \theta + 180^\circ \cong 81^\circ \quad (64)$$

Como ficou evidenciado na equação 64, a margem de fase para a frequência $W_{Cc} = 50$ k rad/s é de 81° . Com essa margem de fase fica assegurada a estabilidade do amplificador conforme objetivo desse estudo. Esses resultados quando comparados com a figura 33 mostram que a localização do zero ficou na primeira opção, ou seja, W_{z1} . Essa opção tornou-se possível devido a não necessidade de elevada faixa dinâmica.

c) FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA IDEAL COMPENSADA:

A introdução de C_f em paralelo com R_f (figura 18) passa a produzir uma nova função ideal compensada, não mais em função de R_f como mostra a equação 8, mas em função de Z_f (equação 65).

$$\frac{V_s}{I} = - Z_f = - \frac{R_f}{1 + S/W_z} \quad (65)$$

Nota-se que a função ideal compensada tem a frequência de corte 3dB idêntica a posição do zero que foi utilizado para a compensação referida no item anterior (equação 59). Substituindo $R_F = 10^6 \Omega$ e $\omega_z = 8,34 \text{ k rad/s}$ na equação 65 obtém-se:

$$\frac{V_s}{I} = - \frac{10^6}{1 + S/8,34 \text{ k rad/s}} \quad (66)$$

Que é a função de transferência ideal compensada.

d) OPERAÇÃO DINÂMICA (FUNÇÃO REAL COMPENSADA):

Visa encontrar a função de transferência completa do bloco amplificador compensado acoplado ao fotodetetor. A função de transferência do conjunto, V_s/I , é obtida através dos modelos completos do fotodetetor e amplificador (figura 34), incluindo as não idealidades dos dois elementos (fotodetetor e amplificador) e a compensação já calculada e analisada no item anterior.

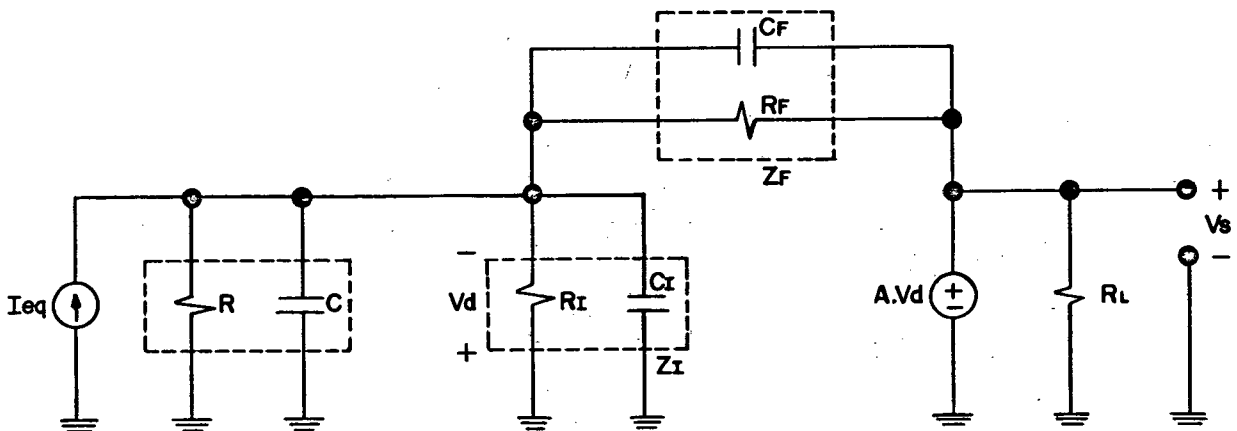


FIGURA 34 - Modelo dos blocos amplificador e fotodetetor para análise da resposta dinâmica

Por analogia:

$$\frac{V_s}{I_{eq}} = - Z_F \left[\frac{a \beta}{1 + a \beta} \right] = - Z_F FEG \quad (67)$$

Onde:

$$a = A$$

$$\beta = \frac{Z}{Z + Z_F}$$

Tanto Z como Z_F já foram definidas anteriormente (equações 30 e 47 respectivamente), o que permite passar diretamente para a análise do comportamento da função erro de ganho, FEG, (equação 65). Compondo FEG e trabalhando os termos da equação chega-se a equação 68.

$$FEG = \frac{A_{Req} (1 + SCrR_f)}{R_{eq} + SCrR_f R_{eq} + R_f + SCeqR_{eq} R_f + A_{Req} + SCrR_f A_{Req}} \quad (68)$$

Considerando o modelo integrador do amplificador operacional (equação 49) e trabalhando a equação 68 obtém-se:

$$F_{EG} = \frac{PGB \text{ Req} (1 + S C_f R_f)}{S^2 \text{Req} R_f (C_f + C_{eq}) + S(\text{Req} + R_f + C_f R_f \text{Req} PGB) + PGB \text{Req}} \quad (69)$$

Substituindo na equação 67 e simplificando a expressão, encontra-se a função de transferência completa do bloco amplificador compensado, também denominada de equação real do bloco amplificador compensado.

$$\frac{V_s}{I_{eq}} = - \frac{R_f PGB \text{ Req}}{S^2 \text{Req} R_f (C_f + C_{eq}) + S(\text{Req} + R_f + C_f R_f \text{Req} PGB) + PGB \text{ Req}} \quad (70)$$

Substituindo os valores reais ($\text{Req} = 10,00199 \times 10^6 \Omega$, $C_{eq} = 14,7 \text{ nF}$, $PGB = 6,28 \times 10^6 \text{ rad/s}$, $R_f = 10^6 \Omega$, $C_f = 120 \text{ pF}$) na equação 70 e considerando o resultado da equação 26, obtém-se a equação real do bloco amplificador compensado (equação 71).

$$\frac{V_s}{I} = \frac{6,30 \times 10^{19}}{1,48 \times 10^5 S^2 + 7,56 \times 10^9 S + 6,30 \times 10^{13}} \quad (71)$$

Na figura 35 e 36 é apresentado o diagrama de Bode das duas funções de transferência, real (equação 71) e a ideal compensada (equação 66), sendo a figura 35 relativa ao módulo e a figura 36 à fase.

Analisando o desempenho, quanto ao módulo, das duas funções na frequência dada por $\omega_z = 1/C_f R_f = 8,34 \text{ k rad/s}$, tem-se:

.função real compensada $\cong 118 \text{ dB}$;

.função ideal compensada $\cong 117 \text{ dB}$.

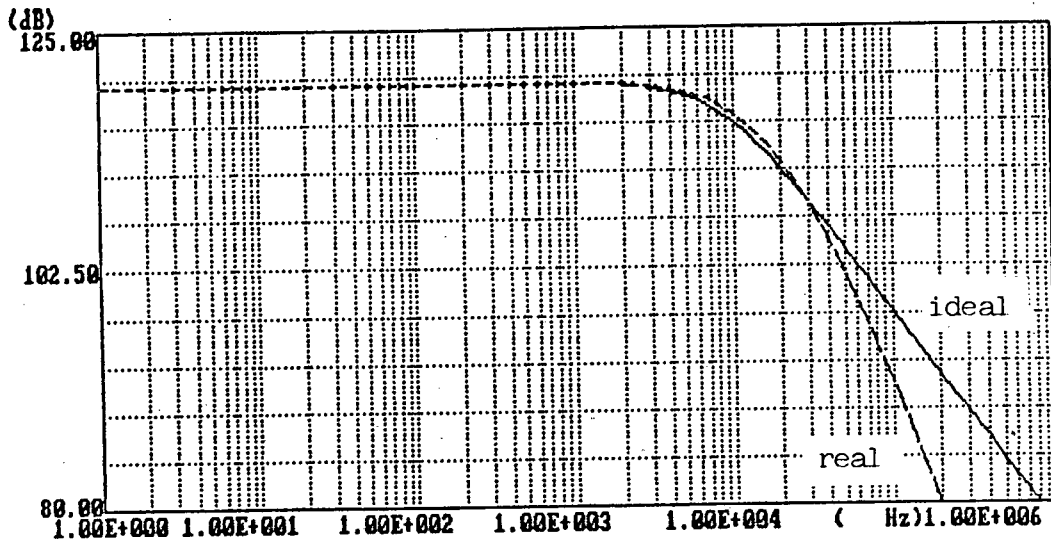


FIGURA 35 - Diagrama de Bode do módulo da função de transferência real e ideal compensadas

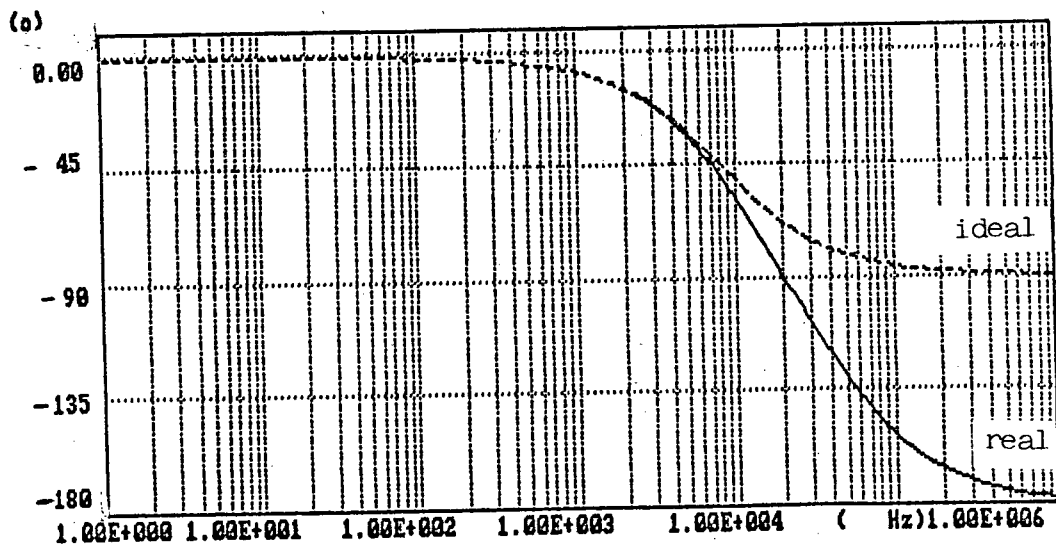


FIGURA 36 - Diagrama de Bode de fase da função de transferência real e ideal compensadas

Em relação a função real compensada, a função ideal compensada apresenta 1 % de erro. Com base nos resultados apresentados pelas duas funções, conclui-se que é viável utilizar a função ideal compensada como função de transferência do amplificador de transimpedância.

e) CÁLCULO DA CONTRIBUIÇÃO DE RUÍDO:

A análise do ruído será executada utilizando-se o modelo ideal do amplificador operacional. Isso porque o desempenho ideal prevê ganho e banda superiores, em geral, ao obtido pelo amplificador operacional real. Dessa forma, a expectativa de ruído é pessimista e a favor da segurança.

O levantamento do ruído foi realizado computando-se o ruído branco, independente da frequência, e o ruído $1/f$, que é predominante para $f \leq 10$ Hz/65/.

O modelo utilizado para a análise é apresentado na figura 37.

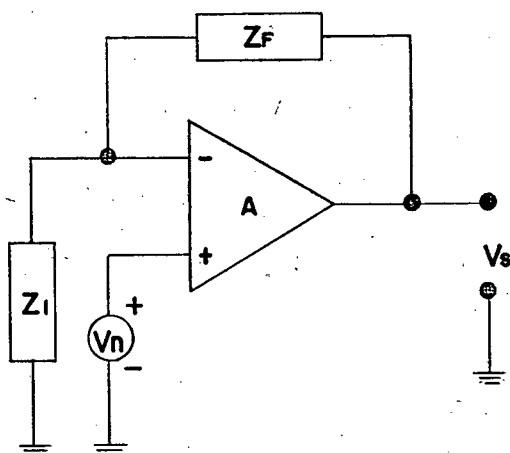


FIGURA 37 - Circuito do amplificador operacional para análise do ruído

Onde:

$$Z_1 = \frac{R}{1 + S C R} \quad (72)$$

A impedância Z_1 , referente ao fotodetector, pode ser escrita conforme mostra a equação 72, sendo a capacitância C definida na equação 27 e a resistência R na equação 28.

O ruído presente na saída do amplificador operacional, $V_n(ef)$, é calculado segundo a equação 73.

$$V_n(ef) = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} |A_n|^2 \left[G_E + (|Z_I|^2 + |Z_N|^2) G_I \right] df} \quad (73)$$

Onde:

$$\begin{aligned} Z_I &= \text{impedância na entrada inversora} \\ &= Z // Z_F; \end{aligned} \quad (74)$$

$$Z_N = \text{impedância na entrada não inversora} = 0;$$

$$A_n = \text{ganho do ruído} = (Z_I + Z_F) / Z_I; \quad (75)$$

$$G_E = \text{função densidade espectral de potência da tensão de ruído [V}^2/\text{Hz];}$$

$$G_I = \text{função densidade espectral de potência da corrente de ruído [A}^2/\text{Hz];}$$

$$f_1 = \text{frequência inferior de interesse ao ruído [Hz];}$$

$$f_2 = \text{frequência superior de interesse ao ruído [Hz].}$$

CÁLCULO DE G_E :

A função densidade espectral de potência da tensão de ruído, G_E , é composta de uma parcela devida ao ruído $1/f$, K_{e1}/f , e outra devida ao ruído branco, K_{e2} . Dessa forma, G_E pode ser escrita conforme mostra a equação 76.

$$G_E = \frac{K_{e1}^2}{f} + K_{e2}^2 \quad [V^2/Hz] \quad (76)$$

O ruído branco K_{e2} é obtido do manual do amplificador AD 549L/56/, sendo $K_{e2} = 35 \text{ nV/Hz @ 1kHz}$. Logo:

$$K_{e2}^2 = 1225 \text{ nV}^2/\text{Hz} \quad (77)$$

Em virtude do manual do componente fornecer somente o ruído $1/f$ de pico, a densidade espectral do ruído pode ser encontrada a partir do ruído total, G_E , a 10Hz obtido do manual. Sabendo-se que o ruído branco K_{e2} obtido acima (equação 77) é independente da frequência, através da equação 76, pode-se escrever a equação 78.

$$(90 \text{ nV/Hz})^2 = \frac{K_{e1}^2}{10} + 1225 \text{ nV}^2/\text{Hz} \quad (78)$$

$$K_{e1} = 262 \text{ nV} \quad (79)$$

Encontrado K_{e1} e K_{e2} a equação 76 tem a sua forma final mostrada na equação 80.

$$G_E = \frac{262^2}{f} + 35^2 \quad [\text{nV}^2/\text{Hz}] \quad (80)$$

CÁLCULO DE G_I :

A densidade espectral de potência da corrente de ruído, G_I , é composta da mesma forma que G_E (equação 81), ou seja, uma parcela de ruído $1/f$, K_{I1}/f , e outra devida ao ruído branco, K_{I2} .

$$G_I = \frac{K_{I1}^2}{f} + K_{I2}^2 \quad [\text{A}^2/\text{Hz}] \quad (81)$$

$$K_{I2} = 0,11 \frac{fA}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad @ \text{ 1kHz (do manual)} \quad (82)$$

O manual do componente fornece o ruído $1/f$ de pico a pico, sendo necessário convertê-lo para densidade espectral/65/.

$$K_{I1} = \frac{i_{n1}}{6,5 \sqrt{\ln \frac{f_2}{f_1}}} \quad (83)$$

Onde:

i_{n1} = ruído $1/f$ de pico a pico na faixa de 0,1 a 10 Hz;

$$K_{11} = \frac{0,36 \text{ fA}}{6,5 \sqrt{\ln \frac{10}{0,1}}} = 0,0258 \text{ fA} \quad (84)$$

Encontrado K_{11} e K_{12} a equação 81 fica:

$$G_I = \frac{(0,0258)^2}{f} + (0,11)^2 \quad \left[\text{fA}^2/\text{Hz} \right] \quad (85)$$

CÁLCULO DE A_n :

O modelo para o cálculo do ruído apresentado na figura 37 é a configuração de um amplificador não inversor, logo o ganho A_n é obtido a partir do ganho do amplificador não inversor (equação 86).

$$A_n = \frac{Z_1 + Z_F}{Z_1} \quad (86)$$

Sendo Z_1 dado pela equação 72 e Z_F pela 47, A_n pode ser escrito conforme segue:

$$A_n = \frac{R+R_f}{R} \left[\frac{1+S(C+C_f)(R//R_f)}{1+SC_fR_f} \right] \quad (87)$$

Ou:

$$A_n = A_{no} \frac{1+S/W_z}{1+S/W_p} \quad (88)$$

Onde:

$$A_{no} = \frac{R + R_f}{R} \quad (89)$$

$$W_z = \frac{1}{(C+C_f)(R//R_f)} \quad (90)$$

$$W_p = \frac{1}{C_fR_f} \quad (91)$$

Substituindo-se os valores dos componentes nas equações 89 a 91, obtem-se:

$$A_{no} \cong 1,10 \quad (92)$$

$$W_z \cong 74 \text{ rad/s} \quad (93)$$

$$W_p \cong 8,3 \times 10^2 \text{ rad/s} \quad (94)$$

Na figura 38 é apresentado o diagrama do módulo do ganho do ruído (equação 88).

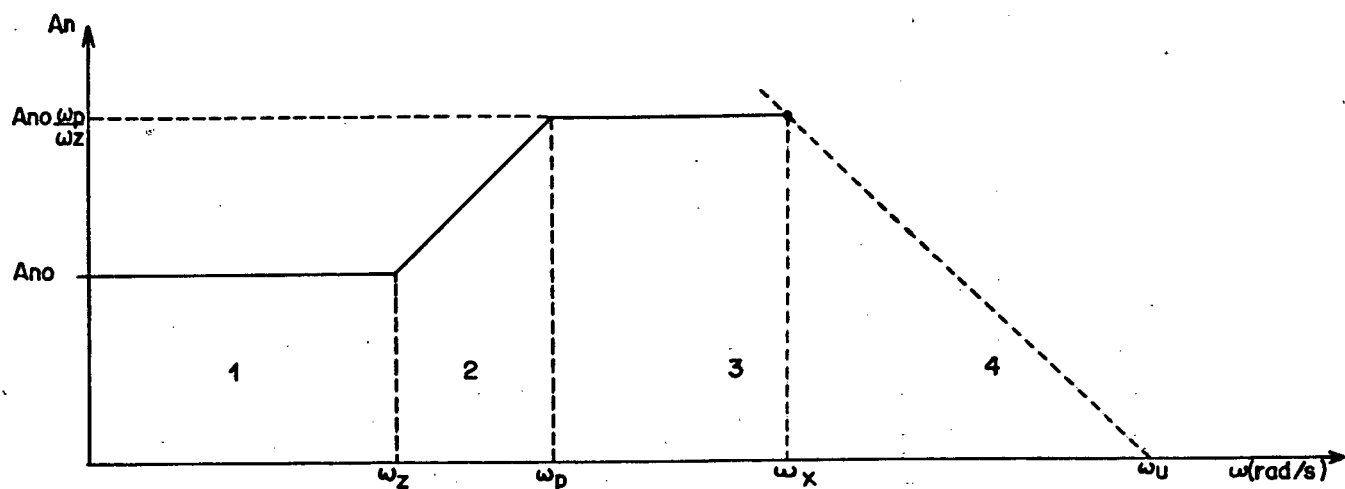


FIGURA 38 - Módulo do ganho de ruído A_n

A equação do ganho de ruído (equação 88), a partir da frequência ω_x , é limitada pelo ganho em aberto do amplificador operacional. ω_x pode ser calculado através da equação 95, em função do PGB do amplificador.

$$\text{PGB} = A_{vo} \cdot \omega_o = \left(A_{no} \frac{\omega_p}{\omega_z} \right) \omega_x \quad (95)$$

Resolvendo para ω_x :

$$\omega_x \cong \frac{A_{vo}}{A_{no}} \cdot \frac{\omega_z}{\omega_p} \omega_o \cong 51 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (96)$$

CÁLCULO DE Z_i :

A impedância vista pela entrada inversora, Z_i , é calculada pelo paralelo de Z_1 e Z_f (equação 97).

$$Z_I = \frac{(R//R_F)}{1+S(C+C_F)(R//R_F)} \quad (97)$$

$$Z_I = \frac{Z_{Io}}{1 + S/W_{p1}} \quad (98)$$

Onde:

$$Z_{Io} = R//R_F \quad (99)$$

$$W_{p1} = \frac{1}{(C+C_F)(R//R_F)} = W_z = 74 \text{ rad/s} \quad (100)$$

A figura 39 apresenta o comportamento de Z_I segundo a equação 98.

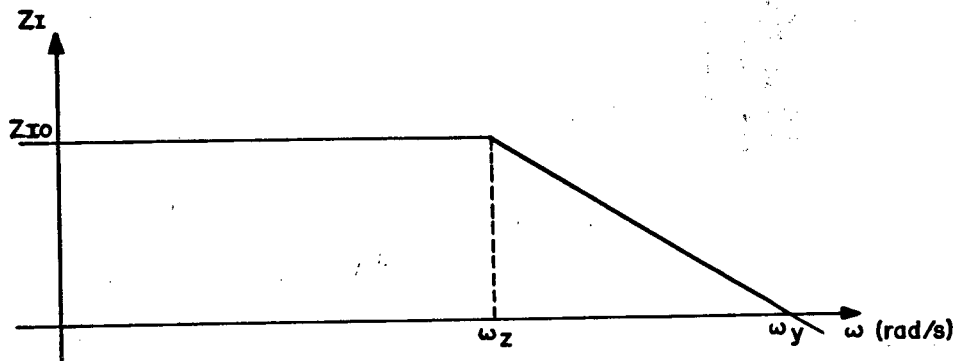


FIGURA 39 - Impedância na entrada inversora

A frequência W_y pode ser obtida a partir da equação 101.

$$W_y = Z_{Io} W_{p1} \cong 68 \times 10^6 \text{ rad/s} \quad (101)$$

Comparando o gráfico do ganho de ruído, A_n (figura 38), com o da impedância no terminal inversor, Z_I (figura 39), nota-se que $Z_I \cong Z_{I0}$ em praticamente toda a faixa de A_n . Considerando essa igualdade para toda a faixa de A_n , os resultados estarão a favor da segurança e não divergirão significativamente do valor real.

HIPÓTESES ASSUMIDAS NOS CÁLCULOS:

$$Z_I \cong Z_{I0} \cong 909,11 \times 10^3;$$

$$f_1 = 0,1 \text{ Hz (menor frequência de interesse);}$$

$$f_2 = \text{PGB} = 10^6 \text{ (do manual do componente);}$$

$$A_n = \text{depende da faixa de frequência:}$$

$$0 \leq W \leq W_z \Rightarrow |A_n| = A_{n0} = 1,10 \quad (102)$$

$$W_z \leq W \leq W_p \Rightarrow |A_n| = \frac{A_{n0}}{2} \left(\frac{W_p}{W_z} + 1 \right) = 62,3 \quad (103)$$

$$W_p \leq W \leq W_x \Rightarrow |A_n| = A_{n0} \frac{W_p}{W_z} = 123,5 \quad (104)$$

$$W_x \leq W \leq \text{PGB} \Rightarrow |A_n| = \frac{A_{n0} \frac{W_p}{W_z} + 1}{2} = 62,2 \quad (105)$$

CÁLCULO DO RUÍDO NA SAÍDA DO AMPLIFICADOR (V_n):

O cálculo do ruído presente na saída do amplificador (equação 73), para maior clareza, será visto individualmente, para cada uma das 4 faixas apresentadas no gráfico do ganho de ruído, A_n (figura 38). Permitindo, dessa

forma analisar qual faixa é mais significativa e separar as parcelas de ruído devido a tensão do devido à corrente de ruído.

$$V_n^2(ef) = \int_{f_a}^{f_b} |A_n|^2 G_E df + \int_{f_a}^{f_b} |A_n|^2 |Z_I|^2 G_I df \quad (106)$$

$$V_n^2 = |A_n|^2 \left[K_{e1}^2 \ln \frac{f_b}{f_a} + K_{e2}^2 (f_b - f_a) \right] + |A_n|^2 |Z_I|^2 \left[K_{i1}^2 \ln \frac{f_b}{f_a} + K_{i2}^2 (f_b - f_a) \right] \quad (107)$$

Essa equação será aplicada para cada uma das 4 faixas, sendo que a primeira parcela representa a contribuição devida a tensão de ruído, enquanto que a segunda é a contribuição da corrente de ruído.

A figura 40 apresenta uma tabela onde na coluna constam os resultados dos cálculos do ruído para cada trecho apresentado na figura 38. Nas linhas são apresentadas as contribuições do ruído de corrente e tensão, separados em ruído 1/f e ruído branco, em valor eficaz ao quadrado.

TRECHO		1ºtrecho	2ºtrecho	3ºtrecho	4ºtrecho	TOTAL (V) ² rms ²
CONTRIBUIÇÃO		f _a =0,1Hz f _b =11,8Hz A _n =1,10	f _a =11,8Hz f _b =1,3kHz A _n =62,3	f _a =1,3kHz f _b =8 kHz A _n =123,5	f _a =8 kHz f _b =1 MHz A _n =62,2	
$ A_n ^2 (K_{01}^2 \ln \frac{f_b}{f_a})$		$9,5 \times 10^{-12}$	$3,1 \times 10^{-8}$	$1,2 \times 10^{-7}$	$3,0 \times 10^{-8}$	$1,8 \times 10^{-7}$
$ A_n ^2 K_{02}^2 (f_b - f_a)$		$1,7 \times 10^{-14}$	$6,2 \times 10^{-9}$	$1,3 \times 10^{-7}$	$4,7 \times 10^{-6}$	$4,8 \times 10^{-6}$
$ A_n ^2 Z_1^2 K_{11}^2 \ln \frac{f_b}{f_a}$		$7,6 \times 10^{-20}$	$2,4 \times 10^{-16}$	$9,6 \times 10^{-16}$	$2,4 \times 10^{-16}$	$1,4 \times 10^{-16}$
$ A_n ^2 Z_1^2 K_{12}^2 (f_b - f_a)$		$1,4 \times 10^{-19}$	$5,1 \times 10^{-14}$	$1,0 \times 10^{-12}$	$3,8 \times 10^{-11}$	$3,9 \times 10^{-11}$
TOTAL	Abs. (V ² , rms ²)	$9,5 \times 10^{-12}$	$3,7 \times 10^{-8}$	$2,5 \times 10^{-7}$	$4,7 \times 10^{-6}$	$5,0 \times 10^{-6}$
	%	$0,2 \times 10^{-3}$	0,8	5,0	94,2	100

FIGURA 40 - Resultado dos cálculos do ruído na saída do amplificador

Analisando os resultados apresentados na figura 40, nota-se que no primeiro trecho há um nítido predomínio da contribuição do ruído de tensão, o mesmo acontece no segundo trecho. Dentro desse predomínio do ruído de tensão, há o predomínio do ruído 1/f nos dois trechos. Esse fato se deve, em primeiro lugar, ao baixo ruído de corrente do amplificador AD 549L, na faixa de fento ampéres, e também ao valor de Z_1 que, devido a $R_f \ll R$, manteve o valor de Z_1 aproximadamente igual a R_f , já que $Z_1 = R/R_f$. O predomínio do ruído 1/f sobre o branco era de se esperar, já que esse ruído geralmente é predominante na faixa de DC até 10 Hz/66/, que é aproximadamente o limite do segundo trecho.

No terceiro trecho, a contribuição de ruído é superior aos trechos anteriores, devido a banda desse trecho ser bastante ampla. A contribuição da

tensão de ruído continua sendo predominante, sendo que houve um grande acréscimo do ruído branco, como era de se esperar.

O quarto trecho praticamente, contribui com 100% do total de ruído apresentado pela UTS, devido principalmente à banda ser muito ampla.

O ruído produzido na saída do amplificador operacional, é de $V_{Ao}^2 = 5,0 \times 10^{-6} \text{ V}^2, \text{ rms}^2$.

CÁLCULO DO RUÍDO PRODUZIDO PELO RESISTOR R_f :

O resistor de realimentação R_f produz ruído térmico, presente diretamente na saída do amplificador, sendo proporcional ao valor da resistência de R_f .

$$V_{nr}^2 = 4 K T B R_f \quad [\text{V}^2/\text{Hz}] \quad (108)$$

Onde:

K = constante de Boltzman ($1,374 \times 10^{-23} \text{ J/K}$);

T = temperatura absoluta (K);

B = largura de faixa ou banda (Hz);

R_f = resistência de realimentação (Ω).

Considerando a temperatura como sendo 25°C (298 K), largura de faixa de 1,2 kHz, $R_f = 10^6 \Omega$, o ruído produzido por R_f é:

$$V_{nr}^2 = 19,6 \times 10^{-12} \text{ V}^2, \text{ rms} \quad (109)$$

CÁLCULO DO RUÍDO PRODUZIDO PELO FOTODETETOR:

A contribuição do ruído do fotodetetor, I_{nF} , é apresentada no catálogo do componente/59/, o que facilita os cálculos. Contudo, para ter a contribuição do ruído do fotodetetor na saída do amplificador, é necessário aplicar o ganho do amplificador, $R_F = 10^6$, transformando a corrente de ruído na entrada (equação 110) em tensão de ruído na saída do amplificador (equação 111).

$$I_{nF} = 8 \times 10^{-13} \text{ A , rms} \quad (110)$$

$$V_{nF} = R_F I_{nF} = 8 \times 10^{-7} \text{ V , rms} \quad (111)$$

CÁLCULO TOTAL DA CONTRIBUIÇÃO DE RUÍDO DO BLOCO AMPLIFICADOR:

O cálculo do ruído total presente na saída do amplificador é realizado através da raiz quadrada da soma dos quadrados de cada contribuição de ruído - média quadrática (equação 112).

$$V_{nTOTAL} = \sqrt{V_{AO}^2 + V_{nR}^2 + V_{nF}^2} \quad (112)$$

$$V_{nTOTAL} = \sqrt{\underset{\substack{\downarrow \\ \approx 99.99\%}}{5,0 \times 10^{-6}} + \underset{\substack{\downarrow \\ \approx 0.4 \times 10^{-3}\%}}{19,6 \times 10^{-12}} + \underset{\substack{\downarrow \\ \approx 13 \times 10^{-6}\%}}{6,4 \times 10^{-13}}} \quad (113)$$

$$V_{nTOTAL} \approx 2,2 \text{ mV, rms} \quad (114)$$

O ruído do bloco amplificador (VAR) engloba o ruído do próprio amplificador e o ruído do resistor de realimentação, podendo ser obtido da equação 112, retirando o ruído devido ao fotodetetor, resultando em $VAR \cong 2,2$ mV.

Pelos valores apresentados na equação 113, nota-se o predomínio do ruído do amplificador sobre os demais, fotodetetor e resistor de realimentação, justificando dessa forma a análise detalhada efetuada no bloco amplificador. No entanto, o ruído total produzido é muito menor que a mínima tensão gerada a partir da mínima potência luminosa incidente sobre o fotodetetor. A mínima tensão gerada pelo fotodetetor é de 17,5 mV, obtida através da incidência de um feixe de laser de potência igual a 100 nW, conforme mencionado no item 4.2.

4.5 - PROJETO DO BLOCO FILTRO PASSA BAIXA:

Os requisitos do filtro especificados segundo a aplicação, item 4.2, são:

- filtro passa baixa;
- faixa plana (Butterworth);
- frequência de corte (-3dB) de 1,2 kHz;
- ganho unitário;
- inversor.

O requisito, quanto ao número de polos, não são críticos, já que não há necessidade de eliminar drasticamente nenhuma frequência. Contudo, quanto maior o número de polos melhor.

No projeto do bloco do filtro passa baixa, optou-se por utilizar um filtro ativo universal integrado, o UAF41/67/, que possui dois polos e permite, através de uma rede resistiva, configurá-lo de tal forma a atender os requisitos necessários.

Na figura 41 é apresentado o UAF41, nas linhas tracejadas, e a rede resistiva externa a ser calculada a seguir.

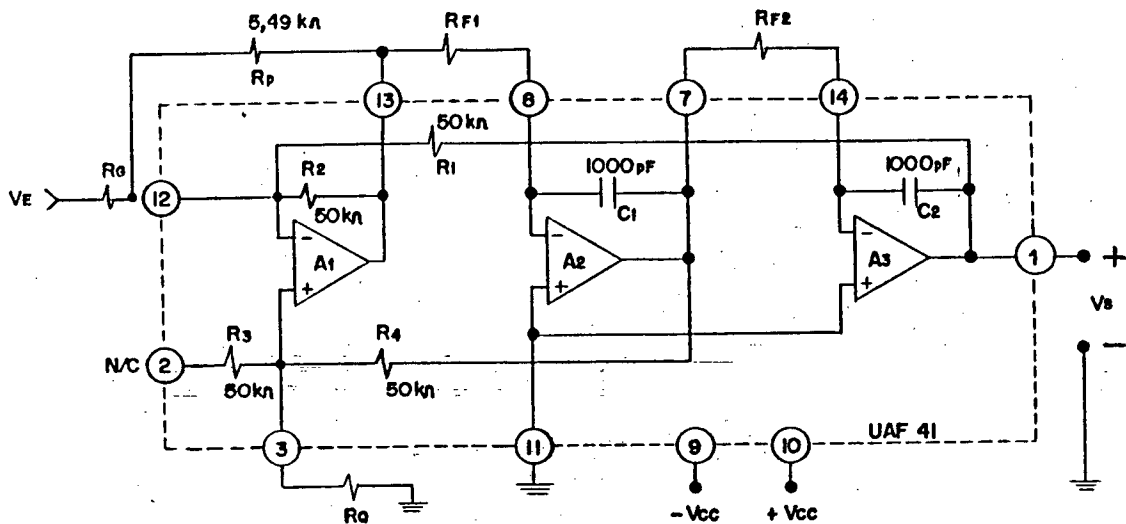


FIGURA 41 - Configuração inversora do filtro UAF41

4.5.1 - CÁLCULO DOS COMPONENTES EXTERNOS DO FILTRO:

O manual do componente apresenta as fórmulas e procedimento de cálculo dos componentes externos ao UAF41 (equação 115 a 122)/67/.

$$R_{f1} = R_{f2} = \frac{5,033 \times 10^7}{f_o} \quad (115)$$

Onde:

f_o = frequência de corte do filtro
 = 1,2 kHz;

$$ABP = \frac{Q_P}{3,16} ALP \quad (116)$$

$$Q_P = 0,70711;$$

$$A_{LP} = 1 \text{ (ganho unitário);}$$

$$R_G = \frac{1,58 \times 10^4}{A_P} Q_P \quad (117)$$

$$R_Q = \frac{5,0 \times 10^4}{3,48 Q_P + A_{BP} - 1} \quad (118)$$

Substituindo-se os parâmetros necessários nas equações 115 a 118 obtem-se:

$$R_{F1} = R_{F2} = 41,94 \text{ k}\Omega \quad (119)$$

Valor comercial, $R_{F1} = R_{F2} = 42,2 \text{ k}\Omega$.

$$A_{BP} = 224 \times 10^{-3} \quad (120)$$

$$R_G = 49,9 \text{ k}\Omega \quad (121)$$

Valor comercial, $R_G = 49,9 \text{ k}\Omega$.

$$R_Q = 29,68 \text{ k}\Omega \quad (122)$$

Valor comercial, $R_Q = 29,4 \text{ k}\Omega$.

O próprio manual do UAF41 fornece as equações detalhadas para análise, sendo transcritas abaixo:

$$W_o^2 = \frac{R_2}{R_1 R_{F1} R_{F2} C_1 C_2} \quad (123)$$

$$ALP = - \frac{R_1}{R_G} \quad (124)$$

Através das equações para análise (equações 123 e 124) com os valores reais dos componentes calculados nos itens anteriores, obtem-se:

$$f_o = 1,19 \text{ kHz} \quad (125)$$

$$ALP = 1,002 \text{ (ganho)} \quad (126)$$

Os valores obtidos através das equações detalhadas de análise são aceitáveis e atendem aos requisitos de projeto.

4.5.2 - CÁLCULO DA CONTRIBUIÇÃO DE RUÍDO DO FILTRO:

O ruído produzido pelo componente referenciado à saída, é fornecido pelo manual do componente.

$$V_n = 200 \text{ } \mu\text{V} , \text{ rms} \quad 0,01 \text{ Hz} - 50 \text{ kHz} \quad (127)$$

O ruído apresentado na equação 127 refere-se a uma banda passante de 50 kHz, que convertido para a banda de 1,2 kHz, presente caso, apresenta um ruído de:

$$V_{nEPB} \cong 31 \text{ } \mu\text{V} , \text{ rms} \quad (128)$$

4.6 - PROJETO DOS BLOCOS DE SOMA E DIFERENÇA:

Os blocos de soma e diferença se destinam basicamente, à preparação do sinal advindo dos filtros para a normalização que, no presente trabalho, será executada por software.

A especificação e projeto dos demais blocos já levaram em conta a presença do bloco de soma e diferença, ficando, dessa forma, bastante simplificada essa especificação.

Como o ganho dos sinais ficou para o bloco amplificador, o ganho dos blocos de soma e diferença será unitário. Analisando o diagrama de blocos da UTS (figura 15), em conjunto com os requisitos da UTS, foi especificado o amplificador INA 105 kP/67/ para compor os blocos de soma e diferença. Esse componente possui boa performance, aliado a uma elevada versatilidade, permitindo alterar a sua configuração básica de tal modo que atenda aos dois blocos em questão, sem necessitar de nenhum componente externo. Para o bloco de soma foi utilizado a configuração mostrada na figura 42, indicada pelo próprio manual do componente/67/.

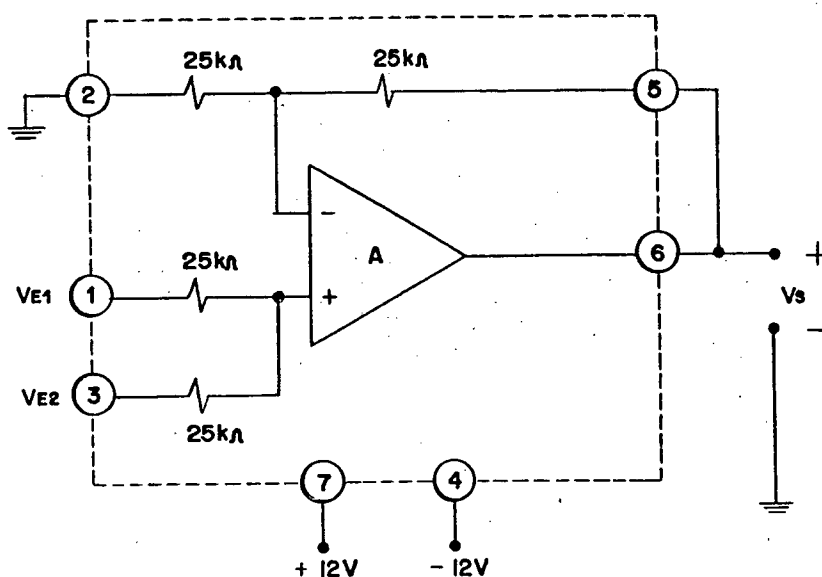


FIGURA 42 - Configuração do INA 105 kP para o bloco de soma/67/

Onde:

$$V_S = V_{E1} + V_{E2}$$

(129)

O sinal de saída do bloco somador será sempre negativo, em virtude dos filtros estarem na configuração inversora. Esse requisito se deve à necessidade de operar a UTS com os divisores analógicos que requerem, em sua maioria, que o denominador tenha sinal negativo. Como é o caso do divisor AD 533/56/ utilizado como referência para a especificação dos sinais de saída dos blocos de soma e diferença. O divisor AD 533 restringe o sinal de soma de 0 a -10 V, enquanto que o da diferença fica restrito a +/- 10V.

Para o bloco diferença foi utilizado a configuração indicada na figura 43, também fornecida pelo manual do componente/67/.

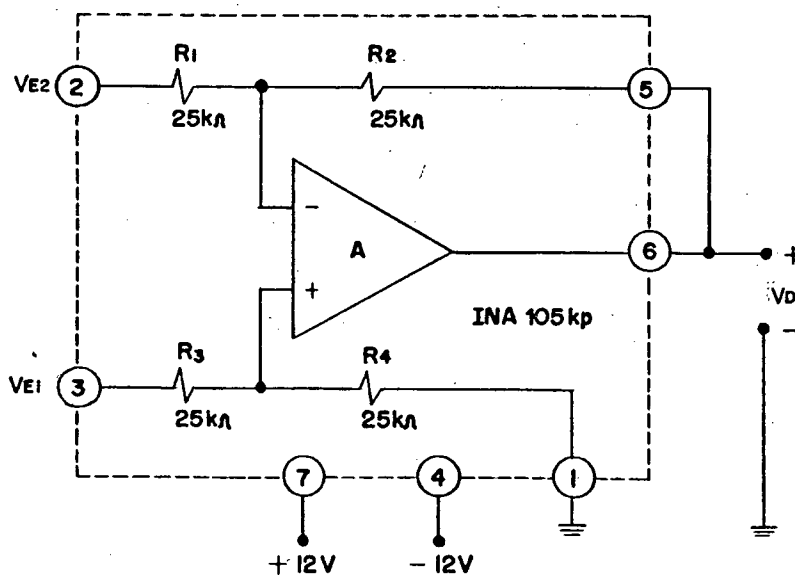


FIGURA 43 - Configuração do INA 105 kp para o bloco
diferença/67/

Onde:

$$VD = VE1 - VE2 \quad (130)$$

4.6.1 - CÁLCULO DA CONTRIBUIÇÃO DE RUÍDO:

As contribuições de ruído dos blocos de soma e diferença são iguais e são fornecidas pelo manual do componente referenciadas à saída/67/:

$$V_{n1} = 2,4 \mu V_{p-p} \quad @ \quad 0,001 \text{ Hz a } 10 \text{ Hz} \quad (131)$$

$$V_{n2} = 60 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} \quad @ \quad 10 \text{ kHz} \quad (132)$$

Praticamente, a contribuição de ruído desse bloco é devido a tensão de ruído branco, V_{n2} , em virtude do ruído $1/f$, V_{n1} , ser insignificante perante ao primeiro.

Utilizando-se somente a parcela da contribuição da tensão de ruído na equação 107, calcula-se a contribuição total de ruído na saída de cada bloco.

$$V_{sn} = 2,08 \times 10^{-6} \text{ V, rms} \quad (133)$$

4.7 - ANÁLISE TEÓRICA DOS ERROS DA UTS ACOPLADA AO FOTODETETOR:

Com base nos cálculos do ruído, realizados neste capítulo, é apresentado a seguir o resultado da análise teórica dos erros da UTS, visando conhecer os limites de trabalho quanto a dispersão da medição/70/. A dispersão da medição de cada bloco será tomada como sendo somente o ruído, calculado para cada bloco, no presente capítulo. Pelo fato de não estar sendo levado em consideração a linearidade do ganho e CMRR (common-mode rejection ratio), as

considerações feitas a seguir são otimistas. Porém, como eventuais trocas de componentes, durante os ensaios, estão descartados e será feita uma calibração de todo o sistema, os cálculos dos erros da cadeia são válidos e representativos.

A análise será executada segundo o diagrama de blocos apresentado na figura 15. Sendo a análise dividida em tres fases: a primeira consta de uma propagação dos erros do fotodetector e do bloco amplificador até a saída do filtro, obtendo, dessa forma, a indeterminação do resultado de V_{x1} e V_{x2} ($V_{x1} = RB \pm IR$; onde: RB é o resultado base e IR é a incerteza do resultado que será a própria dispersão da medição em valores absolutos). A segunda fase consta de uma combinação de erros, que visa determinar a incerteza do resultado do sinal relativo à diferença, VD , e do sinal relativo à soma, VS . A terceira fase visa encontrar a incerteza do resultado da razão entre o sinal da diferença pelo da soma. Essa incerteza é obtida através de uma combinação de erros de VD e VS , considerando um bloco divisor hipotético com erro zero. O procedimento de cálculo, propagação e combinação de erros, segue a metodologia e terminologia exposta na literatura SCHNEIDER & LÜCKE/70/.

O ruído de cada bloco caracteriza a sua DM, justificando o esforço executado neste capítulo, no sentido de determinar o ruído de cada bloco que compõem a UTS bem como do fotodetector. De posse das DM de cada bloco, deseja-se avaliar o desempenho metrológico da UTS que será executado por etapas, em sequência, visando obter uma única equação que represente o comportamento de toda a UTS acoplada ao fotodetector.

Conforme já mencionado acima, a primeira etapa dos cálculos será feita através da propagação dos erros do fotodetector e dos blocos amplificador e filtro, visando determinar os erros presentes em V_{x1} e V_{x2} . As DM de V_{x1} e V_{x2} são iguais, devido os blocos aos quais estão associados serem idênticos, sendo calculadas através da equação 134 e representadas por $(DM)_{V_{x1}}$ e $(DM)_{V_{x2}}$ respectivamente.

$$(DM)_{V_{x1}} = (DM)_{V_{x2}} = \pm M \sqrt{\varepsilon_t^2 + \varepsilon_a^2 + \varepsilon_f^2} \quad (134)$$

Onde:

$$\varepsilon_t = \left(\frac{DM}{M} \right)_{\text{fotodetector}} \quad (135)$$

$$\varepsilon_a = \left(\frac{DM}{M} \right)_{\text{amplificador}} \quad (136)$$

$$\varepsilon_f = \left(\frac{DM}{M} \right)_{\text{filtro}} \quad (137)$$

M = valor na saída do bloco

A etapa seguinte do cálculo da DM da UTS consiste em encontrar a DM na saída do bloco de soma (VS) e de diferença (VD), o que será executado através da combinação dos erros absolutos dos sinais de entrada $(DM)_{V_{x1}}$ e $(DM)_{V_{x2}}$, bem como do erro inerente ao próprio bloco, de soma ou diferença.

$$(DM)_S = (DM)_D = \pm \sqrt{(EA)_{V_{x1}}^2 + (EA)_{V_{x2}}^2 + \varepsilon_{a1}^2} \quad (138)$$

A equação 138 representa a equação geral da combinação de erros.

Onde:

$$\varepsilon_{a1} = M \varepsilon_1$$

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_d \text{ para o bloco de diferença} \quad (139)$$

$$= \varepsilon_s \text{ para o bloco de soma} \quad (140)$$

$$\varepsilon_d = \left(\frac{DM}{M} \right)_{\text{diferença}} \quad (141)$$

$$\varepsilon_s = \left(\frac{DM}{M} \right)_{\text{soma}} \quad (142)$$

$$(ER)_{V_{x1}} = \frac{\partial \text{Função}}{\partial V_{x1}} (DM)_{V_{x1}} \quad (143)$$

$$(ER)_{V_{x2}} = \frac{\partial \text{Função}}{\partial V_{x2}} (DM)_{V_{x2}} \quad (144)$$

M = tensão na saída do bloco

$$\text{Função} = VS = V_{x1} + V_{x2} \Rightarrow \text{bloco de soma} \quad (145)$$

$$VD = V_{x1} - V_{x2} \Rightarrow \text{bloco de diferença} \quad (146)$$

As derivadas parciais de VS e VD são iguais a ± 1 , o que permite reescrever a equação 138 (já com a substituição de $(DM)_{V_{x1}}$ e $(DM)_{V_{x2}}$) na sua forma final, sendo a DM do bloco de soma denominada $(DM)_S$ e do bloco de diferença de $(DM)_D$ e considerando $\varepsilon_d = \varepsilon_s$.

$$(DM)_S = (DM)_D = \pm \sqrt{2M(\epsilon_t^2 + \epsilon_a^2 + \epsilon_f^2) + \epsilon_i^2 M} \quad (147)$$

A etapa final dos cálculos consiste na combinação dos erros no bloco divisor hipotético. Esse bloco foi introduzido em virtude do sinal proporcional à posição do ponto luminoso sobre o fotodetector, ser fornecido pela razão dos sinais VD por VS.

$$X = \frac{VD}{VS} \quad (148)$$

$$(EA)_{VD} = \frac{\partial X}{\partial VD} (DM)_D \quad (149)$$

$$(EA)_{VS} = \frac{\partial X}{\partial VS} (DM)_S \quad (150)$$

Pelo fato desse bloco ser hipotético o erro inerente ao bloco foi considerado nulo, ou seja, $\epsilon_{ai} = 0$ (equação 138). Com base nas considerações acima, equação 149 e 150 é possível reescrever a equação 138 para a DM da UTS na saída do bloco divisor, $(DM)_{div}$.

$$(DM)_{div} = \pm \frac{1}{VS} \sqrt{(DM)_D^2 + \frac{VD^2}{VS^2} (DM)_S^2} \quad (151)$$

Substituindo $(DM)_D$ e $(DM)_S$ pela equação 147 e considerando o ponto luminoso no extremo do fotodetector (o que resulta em $VS = M = VD$), obtem-se a equação geral dos erros do fotodetector e UTS.

$$(DM)_{div} = \pm \sqrt{4(\epsilon_t^2 + \epsilon_a^2 + \epsilon_f^2) + \epsilon_s^2 + \epsilon_d^2} \quad (152)$$

Os cálculos foram feitos para duas condições limites: condição de mínima luminosidade ($P_{min} = 100 \text{ nW}$) e condição de máxima luminosidade ($P_{max} = 28,5 \text{ } \mu\text{W}$), e considerando o feixe incidente no extremo do fotodetector. Abaixo são apresentados os cálculos das DM relativas de cada bloco (ϵ_i), bem como o cálculo final da DM segundo a equação 152.

Para a condição de mínima potência luminosa, 100nW:

$$\epsilon_t = \frac{8 \times 10^{-13} \text{ A}}{35 \times 10^{-9} \text{ A}} = 22,86 \times 10^{-6} \quad (153)$$

$$\epsilon_a = \frac{2,2 \times 10^{-3} \text{ V}}{35 \times 10^{-3} \text{ V}} = 65,7 \times 10^{-3} \quad (154)$$

$$\epsilon_f = \frac{31 \times 10^{-6} \text{ V}}{35 \times 10^{-3} \text{ V}} = 885,71 \times 10^{-6} \quad (155)$$

$$\epsilon_s = \frac{2,08 \times 10^{-6} \text{ V}}{35 \times 10^{-3} \text{ V}} = 59,43 \times 10^{-6} \quad (156)$$

$$\epsilon_d = \frac{2,08 \times 10^{-6} \text{ V}}{35 \times 10^{-3} \text{ V}} = 59,43 \times 10^{-6} \quad (157)$$

$$V_S = 35 \times 10^{-3} \text{ V}$$

Substituindo os valores acima na equação 152, obtem-se:

$$(DM)_{div} = \pm \sqrt{1,73 \times 10^{-2}} \cong 0,13 = 13 \% \quad (159)$$

Para a condição de máxima potência luminosa, 28,5 μW :

$$\epsilon_t = \frac{8 \times 10^{-13} \text{ A}}{9,975 \times 10^{-6} \text{ A}} = 80,20 \times 10^{-9} \quad (160)$$

$$\epsilon_a = \frac{2,2 \times 10^{-2} \text{ V}}{9,975 \text{ V}} = 2,3 \times 10^{-4} \quad (161)$$

$$\epsilon_f = \frac{31 \times 10^{-6} \text{ V}}{9,995 \text{ V}} = 3,10 \times 10^{-6} \quad (162)$$

$$\epsilon_s = \frac{2,08 \times 10^{-6} \text{ V}}{9,995 \text{ V}} = 2,09 \times 10^{-7} \quad (163)$$

$$\epsilon_d = \frac{2,08 \times 10^{-6} \text{ V}}{9,995 \text{ V}} = 2,09 \times 10^{-7} \quad (164)$$

$$V_S = 9,995 \text{ V}$$

Substituindo os valores acima na equação 152, obtem-se:

$$(DM)_{div} = \pm \sqrt{2,13 \times 10^{-7}} \cong 4,6 \times 10^{-4} = 0,046 \% \quad (165)$$

A conversão dos valores adimensionais, da razão entre a diferença e a soma das correntes em deslocamento, é realizado pela constante K, sendo esse valor obtido através da substituição de valores teóricos na equação 166, que resulta em $K \cong 15 \times 10^3 \mu\text{m}$, tanto para a potência luminosa de $28,5 \mu\text{W}$ quanto para 100 nW .

$$X (\mu\text{m}) \cong \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2} K (\mu\text{m}) \quad (166)$$

Como os valores percentuais são dados em relação ao fundo de escala, convem mencionar que a excursão do sinal dado pela razão é de ± 1 . Logo, a DM em μm pode ser escrita conforme a equação abaixo:

$$DM \mu\text{m} \cong 0,01 K DM \% \quad (167)$$

Na condição de mínima potência luminosa foi encontrado uma $DM = \pm 13 \%$, o que representa, segundo a equação 167, uma DM de $\pm 2 \text{ mm}$. Para o caso da condição de potência máxima obteve-se $DM = \pm 0.046 \%$, o que representa uma DM de $\pm 7 \mu\text{m}$.

Esses resultados mostram que qualquer tentativa de se reduzir os erros da UTS, deve começar pelo bloco amplificador, caso não seja possível elevar a potência do laser ou trabalhar com comprimento de onda na região de maior sensibilidade do fotodetector.

Os valores obtidos mostram a significativa dependência dos erros em função da potência luminosa incidente, isso fica evidenciado através dos resultados apresentados para a condição de mínima potência luminosa (equação 159), onde o erro ficou muito superior ao da condição de máxima potência luminosa (equação 165). O gráfico da figura 44 mostra de forma mais explícita a grande variação que ocorre com o erro do sistema devido a uma

variação na potência luminosa. Os valores utilizados para a obtenção desse gráfico, foram calculados em função do modelo adotado no presente trabalho para o amplificador e fotodetector. Logo, os limites desse gráfico são devido aos limites do modelo adotado, que foi em função da aplicação alvo escolhida no capítulo 1.

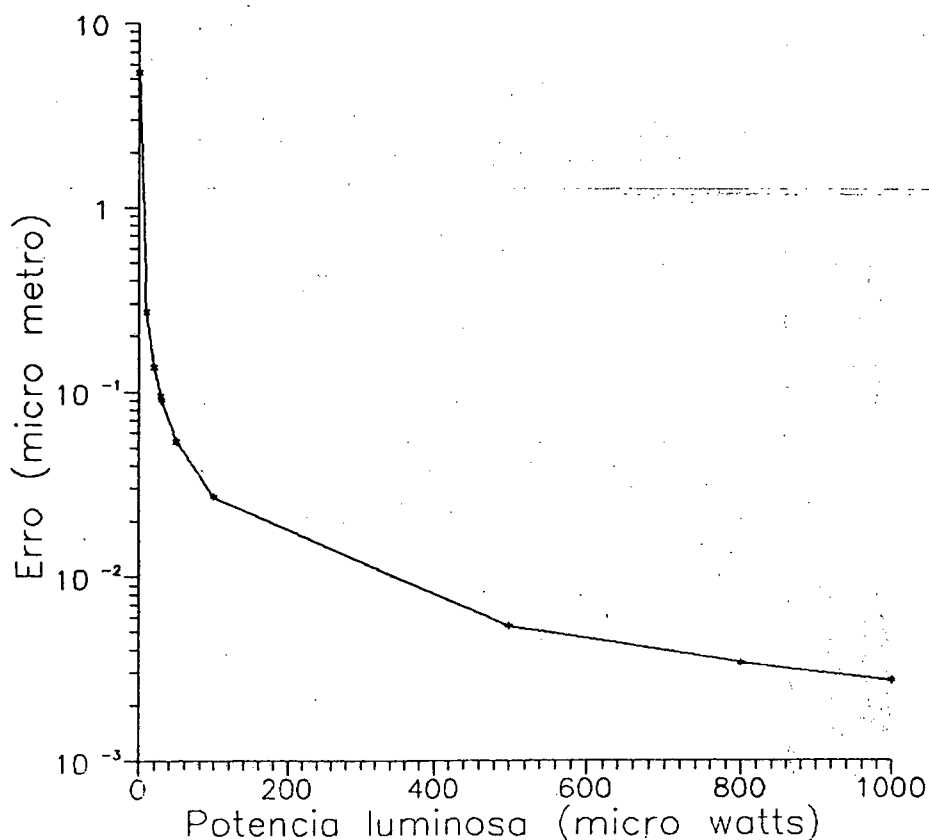


FIGURA 44 - Variação do erro com a potência luminosa

Os erros apresentados pela condição de mínima potência luminosa, ± 2 mm, não atendem aos requisitos de erro da eletrônica da UTS ($\pm 20 \mu\text{m}$). No entanto esses cálculos foram inseridos para comprovar a grande dependência do sistema aos níveis de potência luminosa incidente. Portanto, é recomendável utilizar a máxima potência luminosa possível. Visando, com isso, não restringir o sistema em função dos erros advindos da utilização indevida de uma fonte luminosa de baixa potência.

5 - PLANEJAMENTO E EXECUÇÃO DO ENSAIO

5.1 - PARÂMETROS QUE INFLUENCIAM O COMPORTAMENTO METROLÓGICO E FUNCIONAL

Os principais parâmetros que podem influenciar o comportamento metrológico e funcional da UTS serão reunidos a seguir, com o intuito de fixar condições de contorno para a exequibilidade dos ensaios de forma correta e otimizada.

5.1.1 - LASER:

O laser apresenta muitas não idealidades, que devem ser evitadas ou pelo menos atenuadas ao máximo durante a execução dos ensaios. Cita-se como as principais para a presente aplicação:

- transiente de estabilização;
- variações da potência luminosa;
- ruído óptico;
- estabilidade espacial do feixe.

5.1.2 - AMBIENTE:

As condições ambientais podem interferir na qualidade do feixe de laser, ou diretamente sobre os componentes ópticos, mecânicos, optoeletrônicos e eletrônicos. Dentre as principais fontes de erros oriundas do ambiente cita-se:

- temperatura;
- luminosidade;
- ruído eletromagnético;
- sujeiras em suspensão no ar.

5.1.3 - FOLGAS MECÂNICAS:

Nos ensaios e operações de sistemas que possuam partes mecânicas responsáveis pela fixação ou movimento é crucial observar a possibilidade desses componentes virem a influenciar o comportamento do sistema, seja devido a variação da temperatura ou de folgas mecânicas.

5.2 - SELEÇÃO DO ENSAIO:

Tem por objetivo avaliar o comportamento do protótipo do medidor de deslocamentos, no qual a UTS é parte integrante. Além de avaliar o desempenho, os ensaios permitirão comparar os resultados obtidos com os projetados no capítulo 4, o que possibilitará a avaliação dos modelos adotados.

O ensaio aqui previsto e planejado em detalhes, será executado e terão seus dados brutos processados e analisados no próximo capítulo.

5.2.1 - ENSAIO A: LEVANTAMENTO DAS CARACTERÍSTICAS METROLÓGICAS DO MEDIDOR DE DESLOCAMENTOS

a) OBJETIVOS:

Este ensaio tem por objetivo levantar as características metrológicas e funcionais do medidor de deslocamentos operacionalizado com a UTS, testada nos ensaios anteriores, e demais módulos que o compõem. Essas características serão obtidas através de uma calibração, sendo fornecidos como resultado os erros sistemáticos, erro de linearidade e a DM(95).

b) AVALIAÇÃO DAS GRANDEZAS ENVOLVIDAS:

O projeto da UTS levou em consideração a análise de requisitos, especificação e projeto do medidor de deslocamentos. No entanto, a faixa de potência luminosa especificada, 100 nW a 28,5 μ W, é para uma faixa de operação bastante ampla. No presente ensaio será utilizado $\alpha \cong 45^\circ$ (figura 45), de tal forma que a potência luminosa é de aproximadamente 14 μ W sobre o fotodetector, o que equivale a uma de corrente de 4,9 μ A. Logo, a saída da UTS no bloco diferença será de $\pm 4,9$ volts e o de soma terá um valor máximo de $\pm 4,9$ volts.

c) MONTAGEM DO ENSAIO:

A montagem utilizada neste ensaio é esquematizada na figura 45, sendo utilizado uma mesa de deslocamentos transversais para variar a posição da superfície de -5 a +5 mm, perfazendo-se uma FO de 10 mm. O deslocamento da superfície é medido pelo transdutor optoeletrônico MT 30/71/, e serve como valor de referência para o deslocamento a ser lido da UTS, devido a incerteza de medição ser de $\pm 0,2$ μ m, mais do que 10 vezes melhor que a incerteza estimada do sistema a calibrar, que é de ± 20 μ m. A aquisição dos sinais é realizada por dois voltímetros em virtude da necessidade de efetuar leituras simultâneas dos sinais dos blocos de soma e diferença.

d) PROCEDIMENTO DE ENSAIO

Para calibrar o medidor de deslocamentos será utilizado o método da comparação, aplicando-se deslocamentos a uma superfície de aço usinada com acabamento alisado (usual em aplicações industriais) e simultaneamente medidos pelo sistema padrão (MT30), cuja montagem deve obedecer ao princípio de ABBÉ/70/.

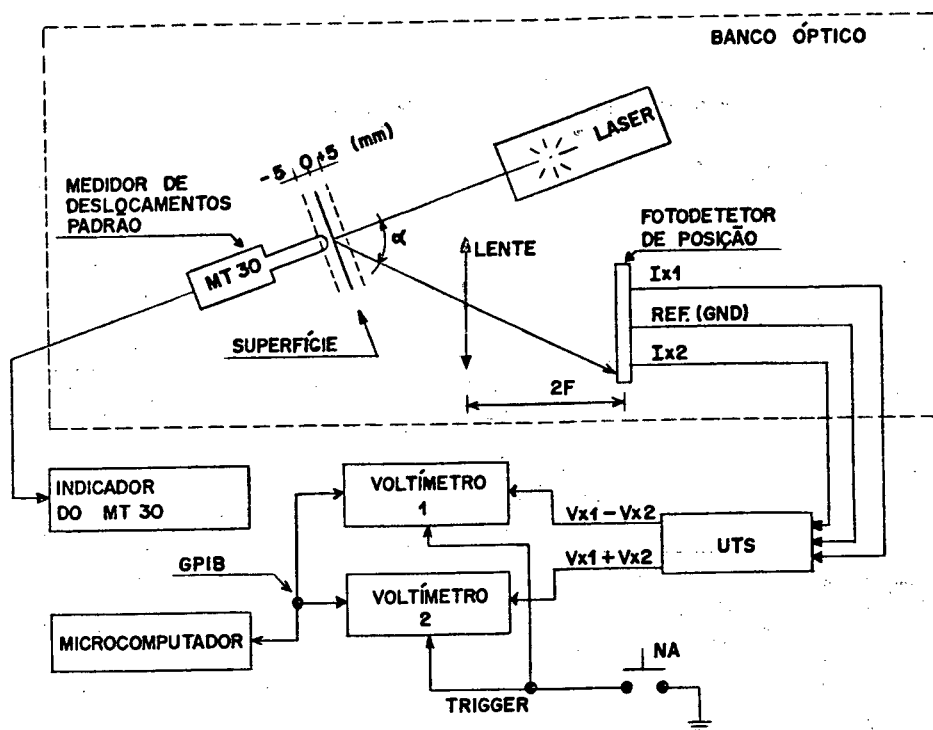


FIGURA 45 - Montagem do ensaio A

Inicialmente, deve-se ligar o sistema, no mínimo, 30 minutos antes do início do ensaio, e só então começar com a determinação do zero do SM, que consiste em encontrar uma posição através do movimento da mesa de deslocamentos transversais, cujo sinal de saída do bloco diferença seja mínimo. Essa posição corresponde ao centro da FO do fotodetector. Após encontrar o centro da FO, deve-se posicionar a superfície de aço, sob a mesa de deslocamentos transversais, em um dos extremos da FO a calibrar +5 ou -5 mm, e em seguida variar essa posição de 1 em 1 mm até preencher toda a FO com valores crescentes e decrescentes durante 5 ciclos.

Durante a execução dos ensaios, não deve existir iluminação ambiente e a temperatura deverá ser acompanhada a cada ciclo.

É importante frisar que a simulação matemática do medidor de deslocamentos/57/ indicou a existência de significativos desvios de linearidade. Como o sistema deve operar com compensação dos erros

sistemáticos por software, o fator preponderante é a dispersão da medição (erro aleatório), que fornecerá a repetibilidade do sistema.

e) EQUIPAMENTOS UTILIZADOS:

-LASER:

Fabricante: Optoeletrônica São Carlos;

Comprimento de onda: 632,8 nm - (HeNe);

Potência: 3 mW - polarizado;

Diâmetro: 1,08 mm ($1/e^2$);

Divergência: 0,54 mrad.

-TRANSDUTOR DE DESLOCAMENTOS (MT 30):

Fabricante: Heidenhain;

Modelo: MT 30;

Número de série: 6365;

Faixa de operação utilizada: 10 mm;

Incerteza de medição: $\pm 0,2 \mu\text{m}$;

Unidade de medida:

-VOLTÍMETRO (V1):

Fabricante: Hewlett Packard;

Modelo: 3497 A;

Faixa de operação utilizada: 10V - 5 1/2 dígitos;

Incerteza de medição: $\pm (0,015\% \text{ da leitura} + 100\mu\text{V})$;

Unidade de medida: V.

-VOLTÍMETRO (V2):

Fabricante: Hewlett Packard;

Modelo: 3497 A;

Faixa de operação utilizada: 10V (5 1/2 dígitos);

Incerteza de medição: \pm (0,015% da leitura + $100\mu\text{V}$);

Unidade de medida: V.

-MICROCOMPUTADOR:

Fabricante: Hewlett Packard;

Modelo: HP 9825.

-FONTE AUXILIAR DE ENERGIA:

Fabricante: Vulcânia;

Modelo: 12N5,5-3B;

Tensão: 12 V;

Capacidade nominal: 5,5 Ah;

Obs: Foram utilizadas duas baterias para formar
uma fonte de tensão simétrica de \pm 12 v.

-LENTE:

Fabricante: KARL ZEISS JENA

Modelo: TESSAR 50 mm

6 - RESULTADOS E ANÁLISE DO ENSAIO

6.1 - INTRODUÇÃO:

Os resultados do ensaio são apresentados e analisados aqui, seguindo o mesmo estilo do planejamento, isto é, são abordados de forma individual. Por último, tem-se uma análise geral dos resultados visando conferir expectativas e procedimentos adotados.

6.2 - APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS:

6.2.1 - ENSAIO A: LEVANTAMENTO DAS CARACTERÍSTICAS METROLÓGICAS DO MEDIDOR DE DESLOCAMENTOS

a) PLANILHA DE DADOS BRUTOS:

Os dados contidos na planilha abaixo são relativos a 10 leituras realizadas durante 5 ciclos de medição.

N	VV(mm)	VVC(mm)	M1(mm)	M2(mm)	M3(mm)	M4(mm)	M5(mm)
1	-5,0000	-5,0000	-5,4780	-5,4865	-5,4912	-5,4885	-5,4909
2	-4,0000	-4,0000	-4,4175	-4,4214	-4,4265	-4,4175	-4,4288
3	-3,0000	-3,0000	-3,3435	-3,3473	-3,3525	-3,3474	-3,3523
4	-2,0000	-2,0000	-2,2594	-2,2568	-2,2555	-2,2522	-2,2593
5	-1,0000	-1,0000	-1,1480	-1,1449	-1,1497	-1,1418	-1,1426
6	0,0000	0,0000	0,0065	0,0063	0,0041	0,0062	0,0036
7	1,0000	1,0000	1,1537	1,1541	1,1533	1,1484	1,1513
8	2,0000	2,0000	2,3321	2,3379	2,3355	2,3312	2,3358
9	4,0000	4,0000	4,7731	4,7757	4,7691	4,7699	4,7688
10	5,0000	5,0000	6,0423	6,0421	6,0349	6,0330	6,0356

Onde:

N = número da leituras;

VV = valor verdadeiro - livre de erro;

VVC = valor verdadeiro convencional - sistema padrão adotado
e que possui erro desprezível em relação ao analisado;

M1, M2, ..., M5 = ciclo de medição;

VR = valor de referência;

MM = média das medidas;

ES = erro sistemático;

DM = $\pm t S$ = dispersão da medição com 95 % de enquadramento
dos erros aleatórios - onde: t é o fator de
Student para as n medidas e S é o desvio padrão
das n medidas.

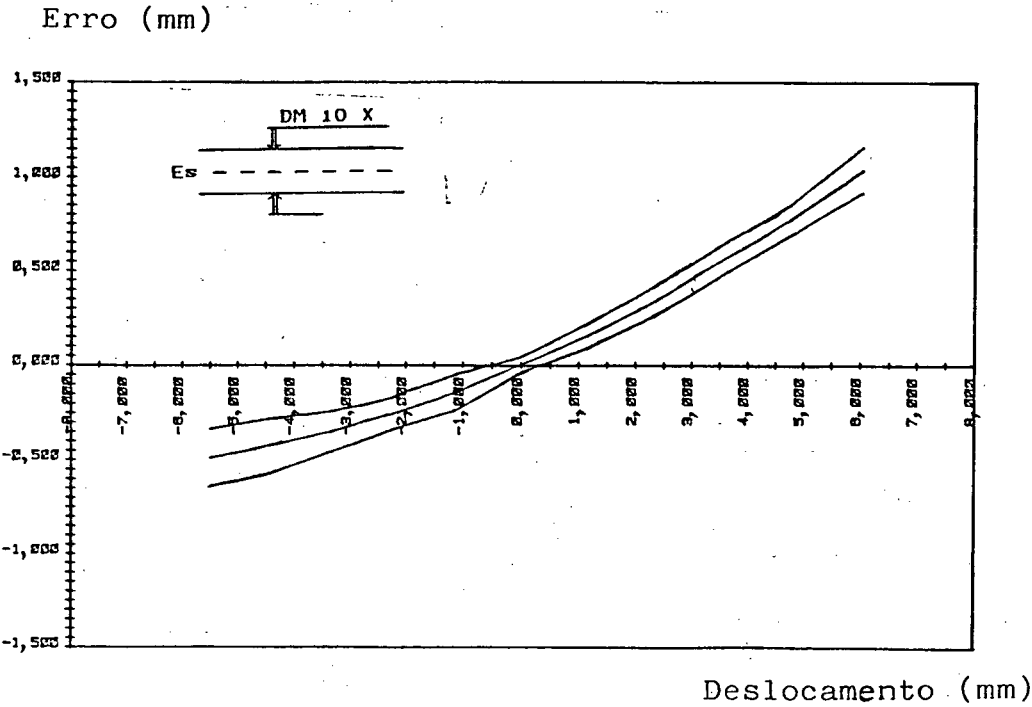
b) PLANILHA DE DADOS PROCESSADOS:

O processamento dos dados brutos resultou nos valores alocados na planilha abaixo, sendo apresentado os Es e a DM(95) para cada leitura realizada.

VR(mm)	MM(mm)	ES(mm)	DM(mm)
-5,000	-5,487	-0,487	0,015
-4,000	-4,422	-0,422	0,014
-3,000	-3,349	-0,349	0,011
-2,000	-2,257	-0,257	0,008
-1,000	-1,145	-0,145	0,010
0,000	0,005	0,005	0,004
1,000	1,152	0,152	0,007
2,000	2,334	0,334	0,008
4,000	4,771	0,771	0,008
5,000	6,038	1,038	0,012

c) REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS ERROS (CURVA DE ERROS):

A curva de erros mostra graficamente os resultados do processamento, sendo apresentados os erros em função dos deslocamentos da superfície, cujo centro da abscissa (deslocamento) corresponde ao centro da faixa de operação do medidor de deslocamentos.



d) ANÁLISE DOS RESULTADOS:

A seguir são apresentados os resultados metrológicos obtidos, bem como a análise do comportamento do medidor de deslocamentos sob o prisma dos resultados obtidos nos ensaios.

Erro de linearidade = 0,170 mm

Incerteza de medição = 1,050 mm

Dispersão de medição máxima = 0,015 mm

O sistema apresenta elevados erros sistemáticos quando comparado à dispersão de medição. Porém, esse fato já era esperado em virtude do sistema óptico ter a sua magnificação alterada para cada ponto da faixa de operação do medidor de deslocamentos. Sistemas similares a esse utilizam a correção dos erros sistemáticos como forma de viabilizar sua utilização prática, em aplicações que requeiram elevada precisão. Contudo, os erros encontrados se devem, em muito, à baixa intensidade do laser, 3 mW. Segundo a análise de erros, esse fator é preponderante para reduzir os erros do sistema, já que o outro fator, a sensibilidade, depende da troca do fotodetetor, ou da operação com fontes de luz que tenham o comprimento de onda centrado na sensibilidade máxima do fotodetetor.

6.3 - ANÁLISE DE ERROS DA UTS:

A análise de erros da UTS, ao final do processamento dos dados dos ensaios, tem por objetivo efetuar comparação com a análise teórica de erros, realizada no capítulo 4 (item 4.7). Cabe destacar que o resultado dessa comparação permitirá validar o projeto executado, bem como indicar os pontos de estrangulamento e até mesmo apontar correções.

Visando comparar os resultados experimentais, obtidos no ensaio, com os cálculos teóricos executados no item 4.7, será repetido abaixo os mesmos cálculos porém, para a condição na qual foi executado o ensaio ($P_L = 14 \mu W$). No entanto, este ensaio diverge do diagrama de blocos apresentado na figura 15, devido a presença dos dois voltímetros V1 e V2 (figura 45). Para essa nova condição a equação 152, deve levar em consideração o erro desses dois instrumentos. Incluindo os erros dos voltímetros na referida equação e sendo esses erros idênticos, tem-se:

$$(DM)_{div} = \pm \sqrt{4(\varepsilon_t^2 + \varepsilon_a^2 + \varepsilon_f^2) + \varepsilon_s^2 + \varepsilon_d^2 + 2\varepsilon_v^2} \quad (168)$$

Onde:

$$\varepsilon_v = \left[DM \right]_{\text{voltímetro V1 e V2}} \quad (169)$$

A DM dos voltímetros foi tomada como sendo somente o erro aleatório do instrumento ($DM = 1,6 \times 10^{-6} V$).

Substituindo os valores teóricos dos erros encontrados no capítulo 4, nas equações das parcelas que compõem a equação 168, tem-se:

$$\varepsilon_t = \frac{8 \times 10^{-13} A}{4,9 \times 10^{-6} A} = 1,63 \times 10^{-7} \quad (170)$$

$$\varepsilon_a = \frac{2,2 \times 10^{-3} V}{4,9 V} = 4,49 \times 10^{-4} \quad (171)$$

$$\varepsilon_f = \frac{31 \times 10^{-6} \text{ V}}{4,9 \text{ V}} = 6,33 \times 10^{-6} \quad (172)$$

$$\varepsilon_s = \frac{2,08 \times 10^{-6} \text{ V}}{4,9 \text{ V}} = 4,24 \times 10^{-7} \quad (173)$$

$$\varepsilon_d = \frac{2,08 \times 10^{-6} \text{ V}}{4,9 \text{ V}} = 4,24 \times 10^{-7} \quad (174)$$

$$\varepsilon_v = \frac{1,6 \times 10^{-6} \text{ V}}{4,9 \text{ V}} = 3,27 \times 10^{-7} \quad (175)$$

$$V_S = 4,9 \text{ V}$$

Substituindo os valores acima na equação 168, obtem-se:

$$(DM)_{div} = \pm \sqrt{8,1 \times 10^{-7}} \cong 9 \times 10^{-4} = 0,09 \% \quad (176)$$

Com base nos valores apresentados pela equação 176, a DM para as condições específicas do ensaio, é $DM = \pm 0,09 \%$. Aplicando a equação 166, com o objetivo de determinar a DM em unidade de deslocamento, tem-se $DM = \pm 13,5 \mu\text{m}$.

Analisando os dados acima, nota-se que os resultados experimentais (planilha de dados processados) obtidos no ensaio, divergem muito pouco dos $\pm 13,5 \mu\text{m}$ encontrado como sendo a dispersão teórica do medidor de deslocamentos. Era de se esperar que a DM apresentada no ensaio fosse ainda maior. Isso porque há a presença do laser que como já visto anteriormente pode contribuir de várias formas para o acréscimo da DM.

7 - CONCLUSÃO

O objetivo do presente trabalho foi o estudo e implementação de uma unidade de tratamento de sinal para fotodetetores de posição contínuos, com o intuito de determinar a posição de um ponto luminoso presente na superfície do fotodetector. Dentre as metas deste trabalho cita-se:

- a) dispersão da medição máxima da UTS menor que $\pm 20 \mu\text{m}$;
- b) fornecer sinais que permitam realizar a normalização;
- c) permitir a conexão direta com divisores analógicos, bem como com sistemas de aquisição e processamento de sinais;
- d) estudar a contribuição de ruído de cada bloco da UTS.

Conforme mostra o capítulo 6, a dispersão da medição de todo o conjunto, (UTS, fotodetector e fonte laser) ficou em $\pm 15 \mu\text{m}$, inferior a meta estabelecida. O principal fator que levou a esse êxito foi a qualidade do amplificador utilizado, que possui corrente de polarização e de ruído muito baixas.

Os requisitos de sinais para normalização e interface, tanto com divisor analógico quanto com sistemas de aquisição, também foram atendidos. As dificuldades em se levantar os requisitos dos sinais de saída para permitir interface com divisores analógicos, existiram em função dos divisores analógicos não possuírem uma normalização das características dos sinais de entrada, mesmo porque geralmente fazem mais do que uma função aritmética. Em resposta a esses fatos, foi especificado o componente AD 533

/56/, embora vários outros divisores utilizem as mesmas características. Permitindo com isso, a especificação dos sinais de saída da UTS.

A normalização dos sinais da UTS (VD/VS) mostrou ser bastante eficiente, no entanto, necessita da aquisição simultânea dos sinais ou a divisão dos sinais diretamente por um divisor analógico. Caso contrário, todo o cuidado e recursos dispendidos nos componentes da UTS serão em vão, perto dos erros que podem ocorrer devido a variação da potência luminosa. A necessidade de aquisição simultânea dos sinais de soma e diferença servem de requisito na especificação do tempo efetivo, entre a leitura de um sinal e a do outro, mesmo na utilização de "sample & hold" como estágio de entrada de conversores analógico/digitais.

Através da análise de erros efetuada no item 4.7, encontrou-se um erro de $DM = \pm 13 \% = \pm 2 \text{ mm}$ para a condição de 100 nW de potência luminosa incidente e uma $DM = \pm 0,046 \% = \pm 7 \text{ }\mu\text{m}$ para a condição de 28,5 μW de potência luminosa. Esses resultados mostraram uma forte dependência do erro total em relação a potência luminosa incidente. Sendo que a eficácia da potência luminosa, depende da sensibilidade do fotodetector ao comprimento de onda da luz incidente. Por ser a sensibilidade do fotodetector um parâmetro fixo e característico de cada componente, é importante que a fonte luminosa tenha o comprimento de onda o mais próximo possível do comprimento de onda ótimo do fotodetector.

Durante a execução dos ensaios ficou nítida a influência da luminosidade ambiente sob o fotodetector, isso obrigou a executá-los em ambiente escuro. Como medida corretiva em um protótipo final ou produto, deve-se utilizar filtros ópticos na frente do fotodetector, já que esses possuem uma faixa espectral de trabalho bastante ampla, conforme foi visto no capítulo 3. Contudo, a utilização de um filtro óptico implicará na redução da potência do sinal luminoso sobre o fotodetector, exigindo maior potência do laser e por sua vez maiores dimensões do mesmo, no caso do laser HeNe.

Os erros da eletrônica (UTS), devido ao ruído, representam quase que a totalidade dos erros da cadeia formada pela UTS e fotodetector, mesmo utilizando-se componentes de alto desempenho na composição da UTS, como foi o caso. Apesar da baixa contribuição de ruído devido ao amplificador, este afeta o desempenho do amplificador, no tocante ao ruído produzido, tanto no modo estático através da resistência de junção (R_j), como na operação dinâmica através da capacitância de junção (C_j). O valor de R_j deve ser o maior possível, para que o ganho do ruído fique próximo da unidade. Já a C_j , além de limitar a faixa dinâmica do fotodetector, promove um ganho de ruído através da formação de um zero, sendo melhor quanto mais baixo for o valor de C_j .

O amplificador transimpedância possui um erro elevado quando comparado ao restante da cadeia de erros, justificando dessa forma a análise detalhada realizada no capítulo 4. Essa análise permite extrair informações relevantes quanto a operação e limitação do amplificador, a seguir relaciona-se as principais: — As não idealidades do amplificador operacional (V_{os} e I_-) não afetam o desempenho da UTS na operação dinâmica e estática. Devido ao fato dos erros serem sistemáticos e, principalmente, apresentarem baixo valor ($V_{os} \Rightarrow \text{Erro} \cong 3,3 \times 10^{-3}\%$, $I_- \Rightarrow \text{Erro} \cong 0,7 \times 10^{-6}\%$); — Pelo fato do sinal gerado na saída do amplificador ser proporcional ao valor da resistência de realimentação (R_f) e o ruído de R_f ser proporcional a sua raiz quadrada, a relação sinal ruído aumenta na proporção da raiz quadrada de R_f . Porém, deve ser observado a relação $R_j \gg R_f$ para que o ganho de ruído fique próximo da unidade (ganho mínimo); — Em virtude da baixa margem de fase encontrada para o amplificador não compensado, 0.2 graus que implicaria em um mau comportamento transitório com elevado tempo de acomodação e elevada ultrapassagem, foi utilizado a compensação "LEAD" através da colocação de um capacitor (C_f) em paralelo com R_f . Apesar da compensação resultar em um circuito com margem de fase de 81 graus, a fase apresenta uma região onde a

fase fica próximo de 180 graus. Essa região resulta em um alto tempo de acomodação do sinal; — O zero (W_z) na função de ganho da malha de realimentação, dependendo de sua localização, garante uma boa margem de fase. Porém, restringe a faixa dinâmica do amplificador, por ser um pólo dominante da F.T. do amplificador. — A função ideal compensada - 1 pólo - por apresentar erros de amplitude inferior a 1 % (até a frequência 3dB) em relação a função real compensada - 2 pólos - possibilita sua utilização como função de transferência do bloco amplificador.

Durante a execução deste trabalho surgiram várias idéias, como forma de melhorar o desempenho de sistemas que se utilizam de sensores de posição contínuos. Porém, fugiam do escopo deste trabalho ou iriam prolongá-lo. Em função disso, relaciona-se, a seguir, os principais temas de estudo que poderiam ser realizados, visando complementar e/ou melhorar os resultados alcançados neste trabalho:

- a) desenvolver um estudo detalhado do ruído produzido pelos fotodetetores, bem como seu modelo para análise do comportamento estático e dinâmico;
- b) usar fotodetetores de última geração e analisar o desempenho do conjunto/74/;
- c) analisar a possibilidade de utilizar a modulação do sinal luminoso como forma de atenuar a influência da luminosidade ambiente;
- d) substituir o laser HeNe por um laser semiconductor, com controle automático de potência e compensação de temperatura;
- e) estudo das influências da temperatura nos erros da eletrônica.

8 - BIBLIOGRAFIA

- [001] HASKARD, M.R. Instrument Science and technology; Microelectronic sensor technology. J.Phys. E: Sci. Instrum. v. 19, p. 891 - 896, 1986.
- [002] HARDING, Kevin G. Optical considerations for machine vision. Michigan: Industrial Technology Institute, [198-?]. 29 p. + 12 f. de anexos.
- [003] FEUTLINSKE, K., GAST, th. Bereihrungshase optich-elektusche puifung von lagen und dimensionen. OZ Qualitats-technik, n. 7, p. 204 - 214, 1985.
- [004] CIELO, P.. Optical techniques for industrial inspection. San Diego: Academic Press, 1988. 606 p. ISBN 0-2-12-174655-0.
- [005] DIAS, João da Silva, at. al. Sistema de medição por varredura de feixe laser para controle dimensional automático em processos produtivos. Florianópolis: CERTI, 1989. 27p. +[8]p. de anexos. (Relatório interno: vencedor do 3º Prêmio MCT/SINDIMAQ - 1990).

- [006] SCHNEIDER, Carlos Alberto. Entwicklung eines laser - geradheits-messsystems: zur durchführung geometrischer prüfungen in maschinenbau. [S.I.]: VZL, 1978. 130p. (Doktor - Ingenieurs - genehmigte Dissertation).
- [007] VALENTINA, Luiz Veriano Oliveira Dalla. Ensaio geométricos em máquinas-ferramenta com laser de alinhamento. Florianópolis: UFSC/CERTI, 1986. 154p. (Dissertação).
- [008] WATERS, James P. Gaging by remote image tracking. SPIE - Advances in Optical Metrology, v. 153, p. 2 - 7, 1978.
- [009] SCHMIDT, B., SCHOTT, H., JUST, H.J. Hybrid integrated sensor for position measurement. Measurement, v. 6, n. 1, p. 5 - 9, Jan./Mar. 1988.
- [010] GONÇALVES JR., Armando Albertazzi, DIAS, João da Silva. Medidor de deslocamentos por princípio optoeletrônico. [Brasília: PADCT], 1988. [37]p. (OC - 152).
- [011] RENISHAW Metrology. Renishaw Data Sheet OP2: OP2 laser scanning probe system. New Mills: Renishaw, 1988.
- [012] BIEMAN, Leonard H., HARDING, Kevin G., MICHNIEWICZ, Mark, et. al. Phase detected triangulation: a new twist on an old technology. SPIE - Optics, Illumination, and Image Sensing for Machine Vision II, v. 850, p. 210 - 217,

1987.

- [013] JONES, Robert, ROWBOTHAM, Way, PRITCHETT, Michael. Optical triangulation using a CCD array with sub-pixel resolution. SPIE, v. 954, p. 716 - 721, 1988 (Optical Testing And Metrology II).

- [014] WIESE, David R. Laser triangulation sensors: a solution to non contact high-speed dimensional gaging and inspection. Quality, p. 46 - 48, Jan. 1989.

- [015] OPTO ELETRÔNICA SÃO CARLOS. Laser HeNe. São Carlos: Opto, [1989]. 2f. (especificações).

- [016] MELLES GRIOT. HeNe laser guide 2. San Marcos (CA): S. ed., S. d. 36 p.

- [017] REGO, Antonio Carlos G. Bordeaux. Lasers de semicondutores. Campinas: Telebrás, 1989. 70p.

- [018] LASERS: OPERATION, EQUIPMENT, APPLICATION, AND DESIGN, California: McGraw Hill, 1980, 216 p. (Prepared by The Engineering Staff of Coherent, Inc.). ISBN 0-07-011593-1

- [019] TOSHIBA CORPORATION. Laser diode: question and answer manual: with visible 670 nm wavelength. Tokio: Toshiba, 1989. 23p.

- [020] PETERS, Hans Gerhard. Otimização da estabilidade espacial do raio gerado pelo laser de HeNe. Florianópolis: UFSC,

1986. 116p. (Dissertação de Mestrado).
- [021] TRADOWSKY, Klaus. Lasers: kurz und bünding. 2. ed. Germany: Vogel-Verlog, 1975, 148 p. ISBN 3-8023-0021-1.
- [022] FLEISCHER, John. How gaussian is your beam? Lasers Focus World, p. 131 - 133, Apr. 1989.
- [023] KOGELNIK, Herwig. Imaging of Optical modes - Resonators witer internal lenses. The Bell System Technical Journal, 455 - 495, mar. 1965.
- [024] YARIV, Annon. Introduction to optical electronics. 2. ed. New York: Holt, Rinenart and Winston, 1976. 438 p. ISBN 0-03-089892-7.
- [025] DREVER, R.W.P. et. al. Laser phase and frequency stabilization using and optical resonator. Applied Physics B, v.34, n.97, p. 97 - 105, 1983.
- [026] WHITE, A.D. Power fluctuations in He-Ne lasers. Laser Focus/Electro-Optics, p. 64 - 74, Aug. 1985.
- [027] OGASAWARA, Hiromitsu, NISHIMURA, Jiro. Frequency stabilization of internal-mirror, He Ne lasers. Applied Optics, v. 2, n. 5, p. 655-657, Mar. 1983. (c 1983 Optical/Society of America).
- [028] YOSHINO, Toshiniko. Frequency stabilization of internal-mirror He-Ne ($\lambda = 633$ nm) lasers using the polarization properties. Japanese Journal of Applied Physics, v. 19, n. 11, p. 2181 - 2185, Nov. 1980.
- [029] YOSHINO, Toshihiko et.al. Light intensity stabilization using highby - efficient for a day rotation. Japanese Journal of Applied Physics, v.21, n.4, p. 612-616, Apr.

1982.

- [030] ANDRUSENKO, A. M., DANIL 'CHENKO, U. P. KUPKO, V.S. et. al. Linear and angular measurements: analysis of methods of taking account of the influence of atmospheric conditions on the accuracy of long-range laser measurements. Plenum Publishing Corporation, p. 831 - 835, 198. (Translated from Izmeritel 'naya Teknika, n.10, p.17-20, Oct. 1981).

- [031] MROZEWICZ, B. Photon-detectors: an overview of technology. Measurement, v.6, n.3, p.112-120, Jul./Sep.1988.

- [032] DIAS, João da Silva. Digitalização de sólidos a laser: análise e especificação do sensor de posição 2D para triangulação com laser. Florianópolis: CERTI, 1988. 14p. + 1f. de anexo.

- [033] UNITED DETECTOR TECHNOLOGY. Position sensing photodiodes: position sensing instrumentation: position sensing photodetectors. Hawthorne: United Detector Technology, [19--?]. [6 p.].

- [034] THOMSON COMPOSANTS MILITAIRES ET SPATIAUX. CCD databook. France: THOM, 1988. 241p.

- [035] EG&G RETICON. Image sensing products. Sunnyvale: EG&G, 1987. (Solid state image sensors evaluation boards

solid state cameras computer interface hardware light sources).

- [036] LIGHT, William. Nom-contact optical position sensing using silicon photodetectors. Hawthorne: United Detector Technology, 1982. 24p.
- [037] BURR-BROWN. The handbook of linear IC applications. Arizona: BB, 1987. 281 p.
- [038] CARRETT, Patrick H. Analog I/O design. Reston: Reston Publishing, 1981. 264 p.
- [039] PROGRAMA da disciplina "Análise de Circuitos" - EEL 3122. (Professores: Márcio Cherem Scheneider, Dr. Eng., Sidnei Noceti Filho, D. Sc.; Anotações de aula; manuscrito).
- [040] CHAPPELL, Alan (Editor). Optoelectronics: theory and practice. New York: Mc-Graw-Hill, 1978. 442 p. (Serie Texas Instruments Electronics).
- [041] KELLY, Brian O., NEMHAUSER, Robert I. Techniques for using the position sensitivity of silicon photodetectors to provide remote machine control. In: 21st ANNUAL IEEE MACHINE TOOL CONFERENCE, October 29-30-31, 1973, Connecticut: TS - electronic, 1973. p. 26 - 36.
- [042] HANTKE, D., PHILIPP, H., SPARRER, G. et. al. Precision measurement on position sensitive photodetectors. Measurement, v.7, n.4, p. 153 - 156, Oct./Dec. 1989.
- [043] CUTLER, Phillip. Traduzido por Raul Weo. Teoria dos dispositivos de estado sólido: com problemas ilustrativos. São Paulo: McGraw - Hill, 1977. 403 p.

- [044] RCA. Electro-optics handbook. USA: RCA, 1974. 255 p.
(Electro-Optics Handbook Technical Series EOH-11).
- [045] DEBOO, G. BURROUS, C. Traduzido por Antonio Mas Fernández
- Yánez. Circuitos integrados y dispositivos
semicondutores. Barcelona: Marcombo, Baixareu, 1977. 616
p. ISBN 84-267-0195-7.
- [046] HAMAMATSU PHOTONICS K.K. Photodiodes. Hamamatsu:
Hamamatsu, [1986]. 41 p. (Inclui Si, 6aAsP and 6aP.
Photodiodes).
- [047] ADVANCED OPTOELECTRONICS. Photosensor product catalog. Chy
of Industry: Advanced, 1989. 22 p.
- [048] EG&G ELECTRO-OPTICS DIVISION. Silicon photodiode
application notes. Massachusetts: EG&G, S. d. 13 p.
- [049] EG&G PHOTON DEVICES. Photodiodes. Rev. July 1989.
Massachussets: EG&g, 1989. 52 p. (catálogo).
- [050] SILICON DETECTORS CORPORATION. General purpose detectors.
Newburg: SDC, 1987. [10]p.
- [051] HAMAMATSU PHOTONICS K.K. Position sensitive detectors.
Japan: Hamamatsu, 1988. 14p.
- [052] HAMAMATSU PHOTONICS K.K. Optical displacement sensors H
3065 series: for OEM applications. Janpan: Hamamatsu,

1987. 8 p. (Hamamatsu Technical Data).

- [053] UNITED DETECTOR TECHNOLOGY. Position sensing photodiodes: SC-10D. Harthorne: UDT, [19--?]. [6]p.

- [054] EG&G ELECTRO-OPTICS DIVISION. Silicon photodiode application notes. Massachusetts: EG&G, S. d. 13 p.

- [055] MORUZZI, J.L., CUNLIFFE, R. Low-cost optical alignment system. Proceedings, v. 136, pt. A, n. 2, p. 45 - 48, Mar. 1989. (Science).

- [056] ANALOG DEVICES. Linear products databook. Norwood: Analog Devices, 1988.

- [057] DIAS, João da Silva, STEIDLE, Manuel. Desenvolvimento de um medidor de deslocamentos optoeletrônico pelo princípio da triangulação. Florianópolis: CERTI, 1990. 15p. +1p. resumo +2p. ref. bibliogr. (relatório interno).

- [058] MACINANTE, Joseph A. Seismic mountings for vibration isolation. Vibration Criteria, p. 68-89. 1984. (Wiley-Interscience Publication).

- [059] UNITED DETECTOR TECHNOLOGY. Position sensing detectors: PIN-LSC-30D. Santa Mônica (CA): DT , [19--?]. [2]p.

- [060] STEIDLE, Manuel. 2o. relatório de estágio de ensaio profissionalmente em engenharia mecânica: período

04/11/89 - 06/01/90. Florianópolis: CERTI, 1990. [29] p.
+ [15] f. de desenhos.

[061] O'MALLEY, John, Ph.D. Análise de Circuitos. São Paulo: McGraw-Hill, 1983. 371 p. (Coleções Schaum).

[062] MILLMAN, Jacob, HALKIAS, Christos C. Tradutor: Elédio José Robalino. Eletrônica: dispositivos e circuitos. São Paulo: McGraw Hill, 1981. v.2. 877 p.

[063] D'AZZO, John J., HOURIS, Constantine H. Traduzido por Bernardo Severo da Silva Filho. Análise e projeto de sistemas de controle lineares. 2. ed. Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1984. 660 p.

[064] DISTEFANO, Joseph J., STUBBERUD, Allen R. Tradução de Ostend Abilhoa cardin. Sistemas de retroação e controle (realimentação), com aplicações para engenharia, física e biologia: resumo da teoria, 415 problemas resolvidos, 169 problemas propostos. São Paulo: McGraw Hill, 1978. 480 p.

[065] Programa da disciplina "Sistema de Aquisição de Dados I" - EEL 3132. (Professor: Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.; Anotações de aula; manuscrito). 1989.

[066] SODERQUIST, Donn. Minimization of noise in operational amplifier applications. [S.n]:[S.n],[19-?]. p.293-303 (Reprinted with permission from Precision Monolithics Application Note, p.1-11, Dec. 1975, c1975 Precision

Monolithic, Inc., Santa Clara, CA).

- [067] BURR-BROWN. Burr-brown integrated circuits databook.
Tucson: BB, 1989. v.33.
- [068] SHEINGOLD, Daniel H., ed. Transducer interfacing handbook:
a guide to analog signal conditioning. 5.ed.
Massachusetts: Analog Devices, 1980. 231 + apêndice
(Analog Devices Technical Handbooks) ISBN
0-916550-05-2.
- [069] RICH, Alan. Shielding and guarding: how to exclude
interference-type noise what to do and why to do it - a
rational approach. Application Notes, v.1, n. 20, p. 85
- 90.
- [070] SCHNEIDER, Carlos A., LÖCKE, Hermann Adolf. Técnicas de
pesquisa experimental. Florianópolis: UFSC,
LABMETRO/CERTI, 1990. (CL-135).
- [071] Dr. JOHANNES HEIDENHAIN. Messprotokoll messtater MI-30.
Traunreut: [S.n.], [1981]. (tabela de calibração)
(RL 144).
- [072] READY, John F. Industrial applications of lasers. London:
Academic Press, 1978: 588p.
- [073] UNITED DETECTOR TECHNOLOGY. PIN-DLS10. Hawthorn: UDT,
[198-?]. 1f.